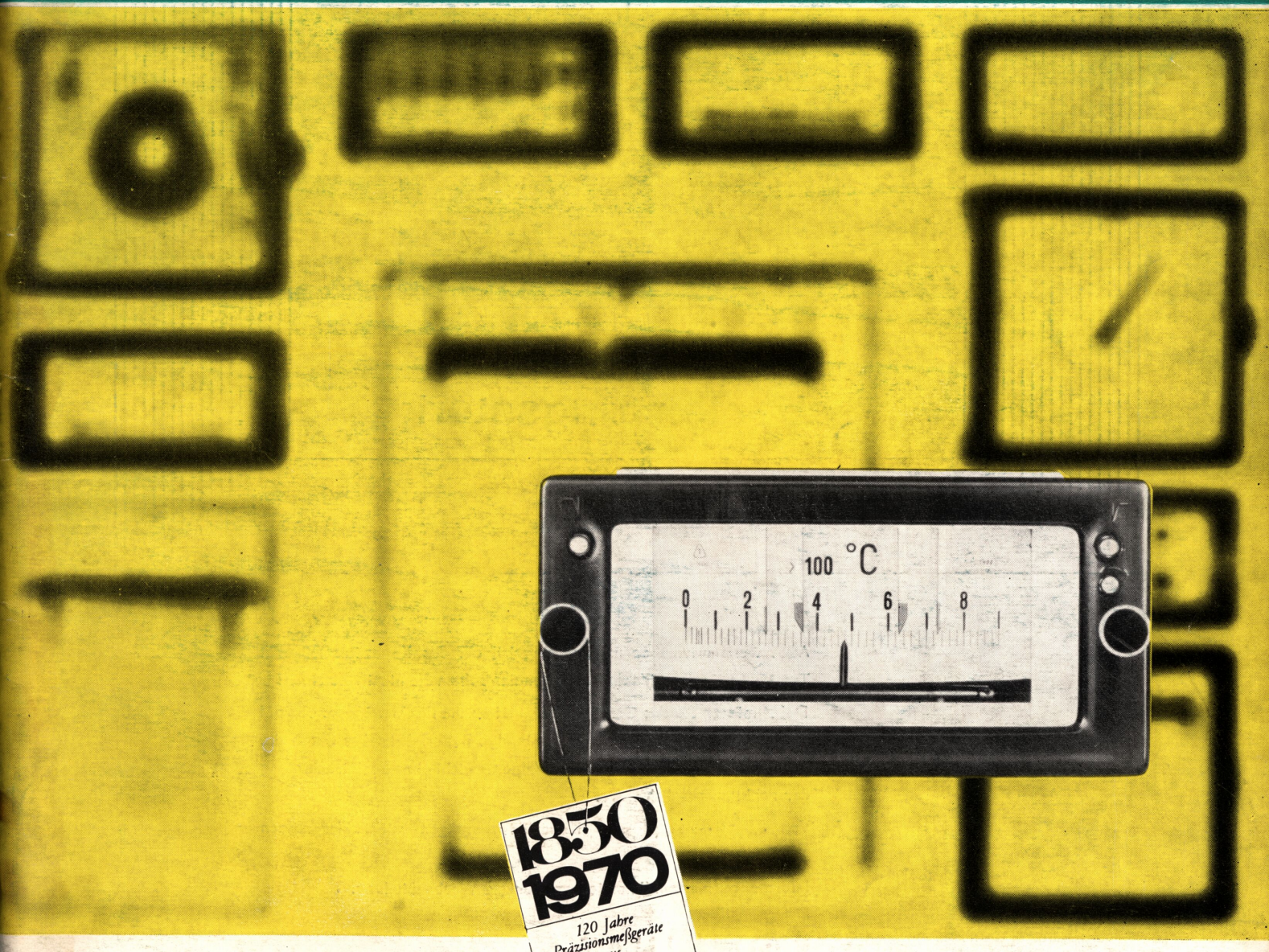
3
1970

messen·steuern·regeln

13. Jahrgang · Heft 3 · März 1970 · Verlagspostamt Leipzig · Heftpreis 4,— M

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN



VEB
MESSGERÄTEWERK
ERICH WEINERT
3011 MAGDEBURG

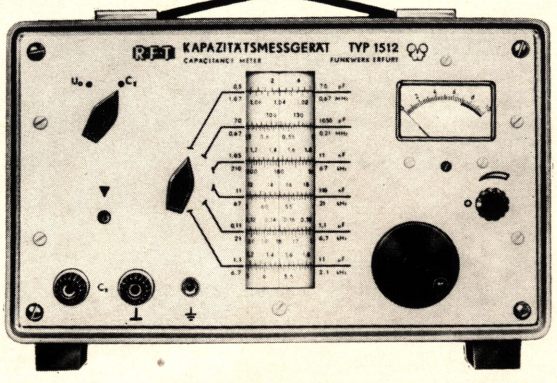
Präzision durch
über ein Jahrhundert Tradition
und Erfahrung.

SOFORTREGLER RS

- Bis zu 4 Sollwertarme
- Induktive Zeigerabtastung
- Volltransistorisiert
- Ausführung eigensicher möglich
- Einschub-Gehäuse

Bitte fordern Sie ausführliche Prospekte an!

Kapazitäts-Meßgerät Typ 1512



klein aber leistungsstark

Auch wenn Ihr Labor noch so eng ist, auf das Kapazitätsmeßgerät Typ 1512 mit seinen idealen Eigenschaften sollten Sie nicht verzichten!

Dabei müssen Sie das Gerät nicht einmal an die Decke hängen, obwohl das durch die Netzunabhängigkeit infolge Batteriebetriebes durch die geringen Abmessungen und das niedrige Gewicht ohne Beeinträchtigung der Funktion möglich wäre.

Von 0,5 pF ··· 11 µF sind Kapazitätsmessungen mit Fehlergrenzen ±1% möglich.

Informationen erteilt Ihnen jederzeit unsere Werbeabteilung.

RFT

KOMBINAT
VEB FUNKWERK ERFURT

DDR–50 Erfurt, Rudolfstraße 47 · Telefon 580

messen · steuern · regeln
Scientific-Technical Journal on Automatic Control
VEB Verlag Technik, Berlin
Vol. 13, March 1970, No. 3, pp. 81 – 120
(The following summaries may be reprinted)

Buchta, H., G. Dörfel, and *P. Rieger:* IA 2.6.3

Plant Identification Using Models and Stochastic Test Signals

msr **13** (1970) No. 3, pp. 89 – 93

Different possibilities for identifying linear plants by means of parallel models are considered. The input test signal of plant and model is assumed to be a stationary ergodic stochastic signal with an approximately gaussian amplitude distribution. A performance criterion estimates the diffrences between model and plant.

Thomas, J., and *H. Kraus:* IA 1.1.5.1; 4.0.5.2

Block Programming Language For Control System Simulation by Means of Digital Computers

msr **13** (1970) No. 3, pp. 101 – 105

For simulating control systems on a digital computer one describes a block programming language which also allows to program in a closed form higher order transfer elements. Starting from the signal flow diagram of the control loop the system is directly programmed similarly to an analog computer programming. The method is explained in detail by means of an example.

Zander, H.-J., and *G. Franke:* IA 4.5.3.4

Design of a Flip-Flop Circuit Unsensitive to Power Supply Dropouts

msr **13** (1970) No. 3, pp. 106 – 110

One describes a transistorized flip-flop circuit containing square-loop ferrites which keep on the flip-flop state in the case of a power supply dropout and return. The behavior of this bistable circuit due to the turn-on of the supply voltage is calculated and the function of the ferrites is explained. Rules for the circuit design are given.

Gladun, B. and *K.-H. Förster:* IA 3.2.1.5; 4.2.1.7

Sensor for Component Decomposition of Plane Force Vectors

msr **13** (1970) No. 3, pp. 110 – 113

For measurement and component decomposition of plane force vectors an annular pick-up device is described and studies theoretically and experimentally. A diagram facilitates the design of the sensor.

Zehe, A.: IA 3.1.1.4; 3.2.4.2

Continuous Measurement of the Admixture Contents in a Carrier Medium by a Microwave Method

msr **13** (1970) No. 3, pp. 113 – 115

By extending a method already described the author explains a microwave procedure being based upon a permittivity measurement and allowing to determine e. g. the dust of industrial gases or the water contents of organic solutions. A measuring set-up for continuously and separately recording the changes of the real and imaginary parts of the dielectric coefficient is described.

Uebel, W.: IA 4.5.3

Determining the Magnetic States of the Transfluxor by Means of a Graph Method

msr **13** (1970) No. 3, pp. 116 – 120

The two-hole transfluxor of *Rajchman* and *Lo* is studied by means of a graph method for the setting-up by four stages, the resetting and transferring. First, all possible magnetic states due to the corresponding input pulses of this transfluxor are determined. Then from these states the resulting final state is obtained by weighting the energy and switching time.

Weißgerber, H., and *H. Krauß:* IA 3.2.4.2

Direct C-Potential Measurement and Control of Carrier Gas Atmospheres for the Gas Recarburization

msr **13** ap (1970) No. 3, pp. 57 – 60

The measurement and control of the C-potential are particularly important for the casehardening. For the direct measurement and control of the C-potential of carrier gas atmospheres a system was developed and tested under operational conditions, the basis of this system being the measurement of the electrical resistance change of pure iron wire with the absorption of carbon.

messen · steuern · regeln

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die Automatisierungstechnik
VEB Verlag Technik, Berlin
13. Jahrgang, März 1970, Heft 3, Seiten 81 – 120
(der Nachdruck der folgenden Angaben ist gestattet)

Buchta, H., G. Dörfel und *P. Rieger:* IA 2.6.3

Modellverfahren bei der Kennwertermittlung mit stochastischen Signalen

msr **13** (1970) H. 3, S. 89 – 93

Verschiedene Varianten der Kennwertermittlung von linearen Regelstrecken mit Hilfe von Parallelmodellen werden betrachtet. Als Eingangssignal für Strecke und Modell dient ein stochastisches Signal, dessen Stationarität, Ergodizität und annähernd gaußsche Amplitudenverteilung vorausgesetzt werden. Ein Gütekriterium vermittelt eine Aussage über die Übereinstimmung von Strecke und Modell.

Thomas, J., und *H. Kraus:* IA 1.1.5.1; 4.0.5.2

Blockorientierte Programmiersprache zur Simulation von Regelungssystemen mittels Digitalrechner

msr **13** (1970) H. 3, S. 101 – 105

Zur Simulation von Regelungssystemen auf einem Digitalrechner wird eine blockorientierte Programmiersprache beschrieben, die es gestattet, auch Übertragungsglieder höherer Ordnung geschlossen zu programmieren. Ausgehend vom Signalflußplan des Regelkreises erfolgt eine direkte Programmierung ähnlich der des Analogrechners. Die Methode wird an einem Beispiel ausführlich erläutert.

Zander, H. J., und *G. Franke:* IA 4.5.3.4

Aufbau, Wirkungsweise und Bemessung eines Haftspeichers mit Transistoren und Ferritkernen

msr **13** (1970) H. 3, S. 106 – 110

Es wird eine als binäres Speicherelement verwendete bistabile Kippschaltung mit Transistoren beschrieben, bei der Rechteck-Ferritkerne dafür sorgen, daß auch nach Ausfall und Wiederkehr der Speisespannung der ursprüngliche Speicherzustand beibehalten wird (Haftspeicher). Das Verhalten dieser bistabilen Kippschaltung beim Einschalten der Speisespannung wird berechnet und die Wirkung der Ferritkerne erläutert. Bemessungsvorschriften werden angegeben.

Gladun, B., und *K.-H. Förster:* IA 3.2.1.5; 4.2.1.7

Aufnehmer zur Komponentenzerlegung ebener Kraftvektoren

msr **13** (1970) H. 3, S. 110 – 113

Zur Messung und Komponentenzerlegung ebener Kraftvektoren wird ein Kreisringaufnehmer beschrieben sowie theoretisch und experimentell untersucht. Zur einfachen Dimensionierung des Aufnehmers dient ein Nomogramm.

Zehe, A.: IA 3.1.1.4; 3.2.4.2

Kontinuierliche Überwachung des Anteiles von Beimengungen in einem Trägermedium nach einem Mikrowellenverfahren

msr **13** (1970) H. 3, S. 113 – 115

In Erweiterung einer bereits beschriebenen Methode wird die mögliche Anwendung eines Mikrowellen-Verfahrens zur Messung des Staubgehaltes in Industriegasen oder der Bestimmung des Wassergehaltes in organischen Lösungen u. ä. auf Grund unterschiedlicher Dielektrizitätszahlen der Stoffe erläutert. Der Aufbau eines Meßplatzes zur kontinuierlichen und getrennten Aufzeichnung von Änderungen des Real- und Imaginärteiles der Dielektrizitätszahl wird beschrieben.

Uebel, W.: IA 4.5.3

Bestimmung der magnetischen Zustände des Transfluxors mit Hilfe eines Graphenverfahrens

msr **13** (1970) H. 3, S. 116 – 120

Der Zweiloch-Transfluxor von *Rajchman* und *Lo* wird mit Hilfe eines Graphenverfahrens beim Einstellen durch vier Einstellstufen, beim Rückstellen und Übertragen untersucht. Zunächst werden alle möglichen magnetischen Zustände dieses Transfluxors bei den entsprechenden Eingangsimpulsen bestimmt. Aus diesen Zuständen wird dann durch eine Energie- und Schaltzeitbewertung der sich jeweils einstellende Endzustand ermittelt.

Weißgerber, H., und *H. Krauß:* IA 3.2.4.2

Direkte C-Potentialmessung und -regelung von Trägergasatmosphären für die Gasaufkohlung

msr **13** ap (1970) H. 3, S. 57 – 60

Die Messung und Regelung des C-Potentials ist für das Einsatzhärten von besonderer Bedeutung. Zur direkten Messung und Regelung des C-Potentials von Trägergasatmosphären wurde ein System entwickelt und unter Betriebsbedingungen erprobt. Basis dieses Systems ist die Messung der elektrischen Widerstandsänderung von Reinsteisendraht bei Aufnahme von Kohlenstoff.

Führende Standardwerke

Theorie der linearen Impulssysteme

Von J. S. Zypkin. Aus dem Russischen. 732 Seiten, 411 Abbildungen, 23 Tabellen, Kunstleder 98,— M

Dem international bekannten Autor ist es gelungen, Analogien zwischen den Theorien der Impulssysteme und der stetigen Systeme zu finden. Mittels einer besonderen Transformation können nun ähnliche Rechenmethoden wie zur Berechnung stetiger Systeme verwendet werden, so daß der Ingenieur mit vertrauten Begriffen und Vorstellungen arbeiten kann. Diese Methode wird durch charakteristische Aufgaben erläutert.

Theorie der Relaissysteme der automatischen Regelung

Von J. S. Zypkin. Aus dem Russischen. 472 Seiten, 249 Abbildungen, 17 Tabellen, Leinen 52,— M

Zu den wichtigsten Begriffen aus der linearen Regelungstheorie gehören die Übertragungsfunktionen und die Frequenz- und Zeitcharakteristik. Ziel des Buches ist es, auf der Grundlage dieser Begriffe einen möglichst einfachen und physikalisch klaren Weg zur Untersuchung der Relaissysteme zu schaffen.

Einführung in die statistische Dynamik linearer Regelungssysteme

Von W. W. Solodownikow. Aus dem Russischen. 620 Seiten, 226 Abbildungen, Kunstleder 75,— M

Das Werk gibt dem in der Praxis bereits tätigen Ingenieur und dem Studenten an technischen Hochschulen das theoretische Rüstzeug und Hinweise zur Lösung vieler bei komplizierten Regelungssystemen auftretenden Probleme.

Erhältlich durch jede Buchhandlung. Der VEB Verlag Technik beliefert nur die DDR und die sozialistischen Länder.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

messen steuern regeln

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die Automatisierungstechnik

Inhaltsverzeichnis

März 1970

(auf nebenstehend angeordnetem Schmalblatt befinden sich Inhaltsangaben der mit einem ● versehenen Aufsätze)

Buchbesprechungen 82

msr-informationen 85

DDR-Literaturschau 85

Standpunkt 87
Von *H. Stahn*, Dresden

Aufsätze

Methoden der Simulierung chemischer Rohrreaktoren *i*-Artikel 88
Von *P. Neumann*, Leuna-Merseburg

Modellverfahren bei der Kennwertermittlung mit stochastischen Signalen ● 89
Von *H. Buchta, G. Dörfel* und *P. Rieger*, Dresden

Zur Stabilität von Totzeitsystemen 93
Von *H. Hinkel*, Dresden

Verfahren zur Identifikation von Zeitinvarianten, linearen, dynamischen Übertragungssystemen 96
Von *R. Kosbahn* und *Fr.-W. Gabrecht*, Düsseldorf

Nichtlineare Übertragungsglieder — Ansprechempfindlichkeit und Hysterese für 2 Variable 98
Von *H. Kirst*, Wildau b. Berlin

Blockorientierte Programmsprache zur Simulation von Regelungssystemen mittels Digitalrechner ● 101
Von *J. Thomas* und *H. Kraus*, Dresden

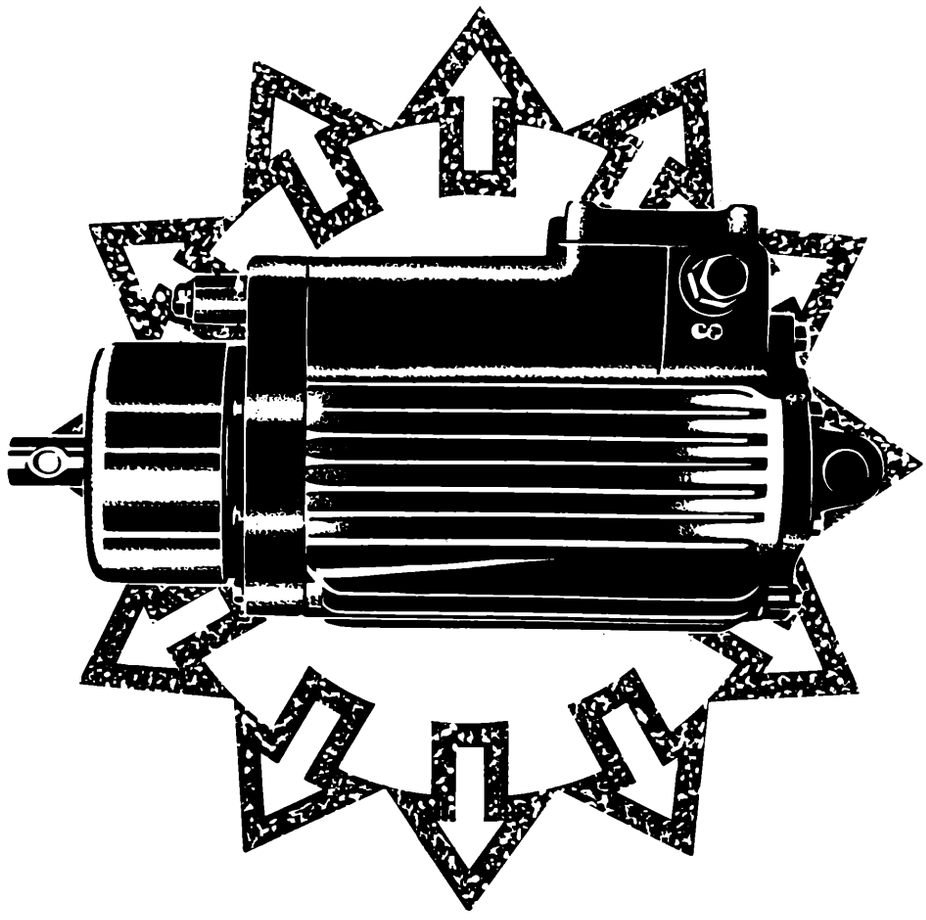
Aufbau, Wirkungsweise und Bemessung eines Haftspeichers mit Transistoren und Ferritkernen ● 106
Von *H. J. Zander* und *G. Franke*, Dresden

Aufnehmer zur Komponentenzerlegung ebener Kraftreaktoren ● 110
Von *B. Gladun*, Karl-Marx-Stadt, und *K. F. Förster*, Dresden

Kontinuierliche Überwachung des Anteiles von Beimengungen in einem Trägermedium nach einem Mikrowellenverfahren ● 113
Von *A. Zehe*, Leipzig

Bestimmung der magnetischen Zustände des Transfluxors mit Hilfe eines Graphenverfahrens ● 116
Von *W. Uebel*, Berlin

Die Zeitschrift dient der Vermittlung von Forschungsergebnissen aus den Gebieten der theoretischen Grundlagen der Meßtechnik, Prozeßüberwachung und automatischen Steuerungstechnik sowie von Ergebnissen aus Forschung und Entwicklung des Geräte- und Anlagenbaues. Ferner ist der Austausch von Erfahrungen aus der Automatisierungspraxis unter technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten Bestandteil der Zeitschrift. Der Veröffentlichungen von wissenschaftlichen Originalarbeiten sowie den Veröffentlichungen des wissenschaftlichen Erfahrungsaustausches wird vorrangig Platz eingeräumt. Bei der Behandlung der Fragen, die eine Steigerung der Produktqualität und Arbeitsproduktivität beinhalten, werden besonders die ökonomischen Gesichtspunkte bei der Konstruktion von Geräten und Anlagen Berücksichtigung finden. Einen breiten Teil widmet die Zeitschrift Informationen und Auswertungen von Fachmessen, Symposien, Konferenzen und dgl. sowie einer angemessenen Auswertung der in- und ausländischen Fachliteratur. (Annahmebedingungen s. letzte Seite.)



In jeder Gebrauchslage

kann dieses kompakte elektrohydraulische Betätigungsgerät eingesetzt werden.

Was damit auch in der Technik betätigt werden soll — mit dem VEM-ELHY-Gerät lassen sich Bewegungen an jedem beliebigen Punkt unter großen Belastungen auslösen! Je Stunde sind bis zu 2000 Schaltungen möglich.

Die Kraftentfaltung erfolgt nicht jäh und hart, wie bei elektromagnetischen Geräten, sondern weich, elastisch und stoßfrei.

Je nach Typ beträgt der Hub 50 bis 160 mm, die maximale Hubkraft 12 bis 250 kp. Die Geräte sind unkompliziert im Aufbau und unempfindlich gegen Überlastungen.

Wir informieren Sie gern. Bitte wenden Sie sich an VEM-Information, Abt. 29/10, 8021 Dresden.

VEM

VEM-ELEKTROMASCHINENWERKE

Magnetbandspeichertechnik. Von *C. Scholz*, Berlin: VEB Verlag Technik 1969, 284 Seiten, 262 Bilder, 39 Tafeln, 22,50 M.

Die unmittelbare Verbindung von Industrieforschung und Fachpublizistik gehört bei uns leider noch zu den Ausnahmefällen, obwohl gerade das vorliegende Buch die Vorteile eines solchen Vorgehens augenscheinlich demonstriert. Die Aktualität der fachlichen Darstellung und die rationelle Nutzung ohnehin notwendiger Literaturstudien für die Forschung sollten Anlaß sein, auf diesem Weg weiterzugehen.

Der Gebrauch des Buches als Nachschlagewerk wird durch eine sehr systematische Gliederung und ein Sachwörterverzeichnis erleichtert. Die ersten Abschnitte befassen sich mit der Bedeutung des Magnetspeichers in der Technik und den physikalischen Grundlagen der Funktionselemente des Bandspeichers. Die gründliche Darstellung hätte vielleicht noch durch Hinweise auf die physikalischen Grenzen und die Entwicklungsmöglichkeiten vervollständigt werden können. Hier, wie auch in den Abschnitten über den Aufnahme-, Wiedergabe- und Löschprozeß, fällt die enge Verbindung von Theorie und experimenteller Technik auf. Die analoge und digitale Speicherung werden gleichberechtigt nebeneinander behandelt. Besonders wertvoll für den Praktiker sind sicher die Angaben zu charakteristischen Kenndaten und Meßverfahren im Abschnitt 8. Dies gilt auch für die Darstellung der verschiedenen Geräte und Verfahrensvarianten im Abschnitt „Anwendungen".

Der Abschnitt zur Konstruktion und Technologie des Magnetkopfes füllt eine spezielle Lücke in der bisherigen Fachliteratur. Das Buch gewinnt für den Entwickler in der Industrie und den Amateur noch an Wert durch die zahlreichen Tabellen und das Fachwörterverzeichnis (deutsch-russisch-englisch) im Anhang.

B 330 *R. Reichel*

Halbleitermeßtechnik. Von *R. Anders*, Berlin: Akademie-Verlag 1969, 180 Seiten, 192 Bilder, 17,— M.

Unter Verwendung zahlreicher Literaturstellen, insbesondere des Handbuchs für HF- und Elektrotechniker, ist in diesem Büchlein eine große Anzahl von Schaltungen zur Messung der vielfältigen Parameter von Dioden und Transistoren im NF- und HF-Bereich, wie auch bei der Schalteranwendung zusammengetragen und kurz beschrieben. Text und Schaltungen beziehen sich dabei ausschließlich auf pnp-Typen. Von weiteren Bauelementen, wie Halbleiterwiderständen und photoelektrischen Halbleitern, werden Wirkungsweise und Eigenschaften erläutert. Die Behandlung von Thyristoren kommt dabei recht kurz weg. Hervorzuheben ist ein Abschnitt über Feldeffekt-Transistoren, in welchem auch deren Aufbau und Eigenschaften dargelegt werden.

Die Darstellung der Meßschaltungen beschränkt sich meist auf Prinzipien, welche oft nur sehr vereinfacht angegeben sind und Hinweise auf einzuhaltende Grenzwerte vermissen lassen. Vereinzelt werden Dimensionierungsangaben gemacht, ohne jedoch die Größenordnung der Prüflinge festzulegen. Ebenso wären die Angaben von Forderungen an die einzelnen Schaltungselemente, insbesondere Meßgeräte und Signalgeneratoren, sowie deren Begründung für den Labortechniker von besonderem Interesse. Wer genötigt ist, sich über die hier dargelegten Schaltungsprinzipien zu infor-

(Fortsetzung auf Schmalblatt V)

GÖLDNER/MÜLLER **Steuern und Regeln**

Streifzüge durch die Steuerungs- und Regelungstechnik

Reihe: Bausteine des Wissens

1. Auflage, 288 Seiten, 316 zweifarbige Zeichnungen im Text, Ganzgewebe 12,— M

Was heißt steuern und regeln? Welche Rolle spielt das Messen? Automatisieren — aber wie? Welchen Nutzen bringt die Automatisierung?
Diese und viele andere Fragen beantworten die Autoren bei einer Einführung in die weitverzweigten Probleme und Aufgaben eines der wesentlichsten Gebiete der modernen Technik. An Hand vieler Beispiele, die den verschiedenen Zweigen der Volkswirtschaft entnommen sind, wird dem Leser die Bedeutung der Automatisierungstechnik vor Augen geführt.

GILDE/STARKE **Ideen muß man haben**

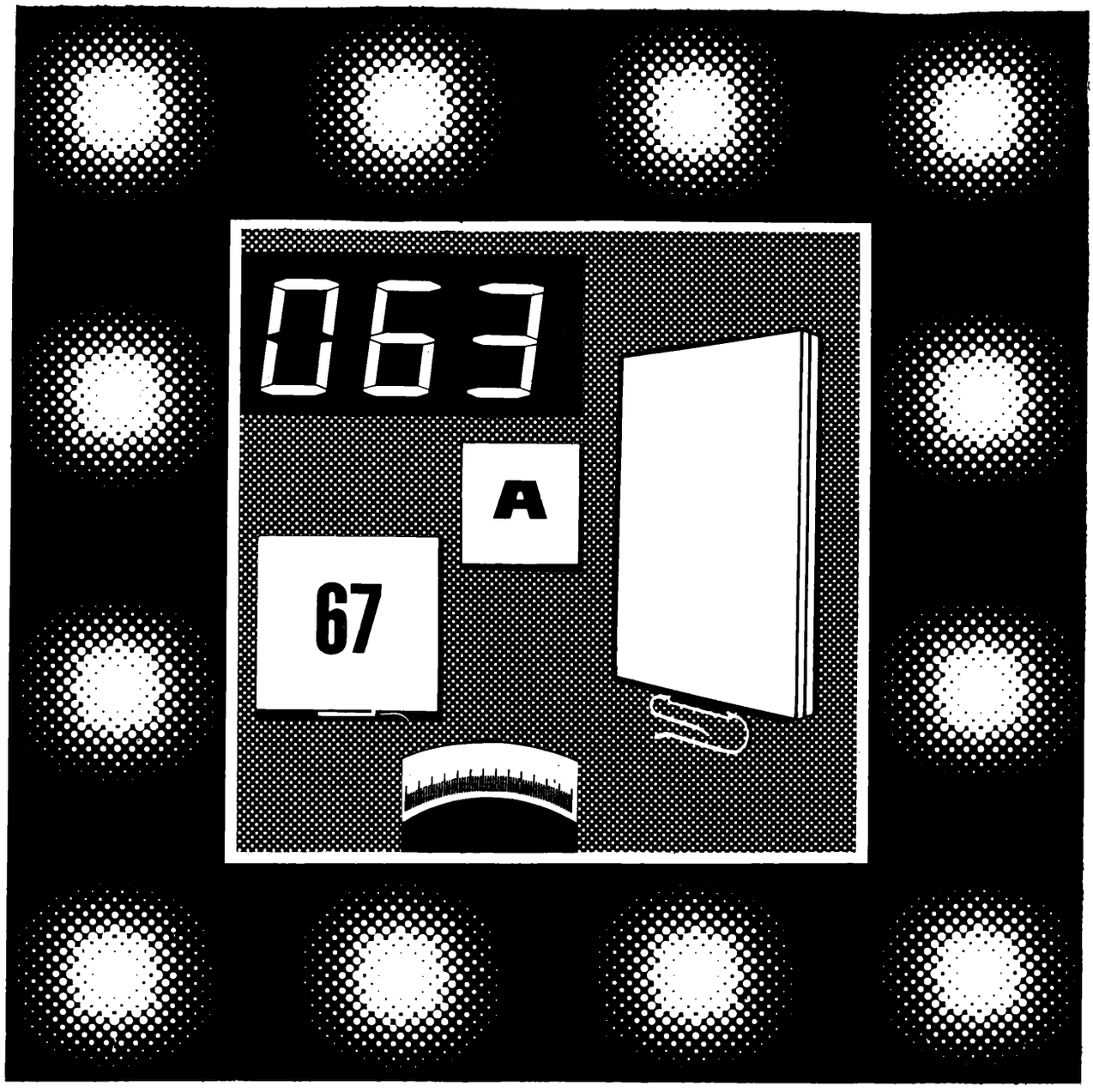
1. Auflage, 158 Seiten, 24 Zeichnungen im Text, Pappband 3,80 M

„Phantasie ist Pflicht", sagt Professor Gilde, und er betont, daß Ideen finden „Erfinden" heißt. In diesem Sinne soll auch das Motto verstanden sein, von dem sich die Autoren leiten lassen: „Besser drei verrückte Ideen als gar keine."
Professor Gilde und sein Mitarbeiter C.-D. Starke stellen die Methode der Ideenkonferenz dar, die sich — bei richtiger Beachtung der „Spielregeln" — in der Praxis bewährt, sie ist die Form, in der in einer bestimmten Zeit zu einem bestimmten Problem eine große Zahl von Ideen zusammengeführt werden.

Fordern Sie mit diesem Kupon bitte Prospektmaterial beim Verlag an!

K 13 Name: Beruf: Interessengebiete:

URANIA-VERLAG Leipzig · Jena · Berlin
Verlag für populärwissenschaftliche Literatur 701 Leipzig, Postfach 969



NARVA

NARVA-Kondensatorlampen sind flächenförmige Lichtquellen, die je nach Bedarf in verschiedenen Abmessungen hergestellt werden können. Sie eignen sich vorzüglich für den Einsatz als selbstleuchtende Skalen in Betriebsmeßgeräten und ermöglichen eine gute Übersicht und genaue Kontrolle des jeweiligen Betriebszustandes.

Durch ihr mildes, diffuses Licht sind sie auch als Kennzeichen und Hintergrundsbeleuchtung in abgedunkelten Räumen besonders gut geeignet. Diese Lampen werden in den Farben Grün, Blau und Orange geliefert. Die sehr geringe Leistungsaufnahme und die fehlende Wärmeentwicklung sind weitere nicht zu übersehende Vorzüge.

VEB NARVA

Kombinat der Volkseigenen Lichtquellenindustrie

DDR – 1017 Berlin, Ehrenbergstraße 11—14

msr-informationen

Zusammenarbeit UdSSR — DDR

Auf der 7. Tagung der Paritätischen Regierungskommission DDR — UdSSR wurden am 30. Januar 1970 Maßnahmen zur weiteren Kooperation in Forschung und Produktion festgelegt. Die Kommission faßte Beschlüsse zur Entwicklung des Systems der Zusammenarbeit, insbesondere auf dem Gebiet der Wissenschaftsorganisation, der automatisierten Produktionsvorbereitung, des volkswirtschaftlichen Planungssystems und der wissenschaftlichen Führungstätigkeit. Besondere Aufmerksamkeit wird die Paritätische Regierungskommission in der weiteren Arbeit auf die direkte Zusammenarbeit zwischen den Großforschungszentren und Kombinaten der DDR und den entsprechenden Großbetrieben und Forschungseinrichtungen der UdSSR, insbesondere in der chemischen Industrie und anderen strukturbestimmenden Zweigen, lenken.

Es wurde vereinbart, ein Abkommen über die Zusammenarbeit bei der Schaffung eines einheitlichen Systems der Automatisierung der technologischen Vorbereitung von Produktionsprozessen auszuarbeiten.

Ökonomischer Erfahrungsaustausch

Im Rahmen der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit trafen Spezialisten aus der UdSSR mit Mitarbeitern des Ministeriums für Elektrotechnik und Elektronik der DDR, der VVB Automatisierungs- und Elektroenergieanlagen und des VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow zu einem Erfahrungsaustausch im Stammwerk Teltow zusammen.

Von sowjetischer Seite nahmen Vertreter der Finanzverwaltung, Planökonomie, Produktionsverwaltung, Kader und Lehreinrichtung des Ministeriums für Gerätebau, Automatisierungsmittel und Steuerungssysteme der UdSSR teil.

Im Mittelpunkt der Beratung standen Fragen des ökonomischen Systems der DDR, die praktische Einführung der Systemautomatisierung im Betrieb.

VVB Automatisierungs- und Elektroenergie-Anlagen

Im Dezember 1969 fand in Berlin in Anwesenheit des Stellvertreters des Ministers für Elektrotechnik und Elektronik, Dr. *Pfeffer*, die Gründung der VVB Automatisierungs- und Elektroenergie-Anlagen statt. Diese VVB, der u. a. der VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow angehört, besteht ab 1. Januar 1970. Mit der Leitung der neuen VVB AEA wurde der bisherige Generaldirektor der VVB Elektroprojektierung und Anlagenbau, *H. D. Koch*, beauftragt.

Applikationszentrum elektronische Meßtechnik

Das Applikationszentrum elektronische Meßtechnik des VEB RFT Meßelektronik Dresden, das im Oktober 1969 eröffnet wurde, ist Treffpunkt zahlreicher Fachleute des In- und Auslandes. Die Gäste können sich hier von Experten des Werkes über das Angebot an Geräten der elektronischen und kernphysikalischen Meßtechnik und die Möglichkeiten ihres speziellen Einsatzes informieren lassen. Praktische Vorführungen der Geräte in einem Labor geben diesem Kundendienst hohes wissenschaftlich-technisches Niveau. In diesem Zentrum, bei dem es sich um das erste der elektronischen Industrie in der DDR handelt, werden nicht nur die neuesten Geräte, sondern auch neue Systemlösungen gezeigt und vorgeführt.

Marktgerechte Strukturpolitik des ZAB

Im Zuge der Weiterentwicklung des Zentralen Anlagenbaues der BMSR-Technik, entsprechend der volkswirtschaftlichen Schwerpunkte, wurde der VEB Intron mit dem Betriebsteil Leipzig des VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow, Zentraler Anlagenbau (ZAB) der BMSR-Technik, mit Wirkung vom 1. Januar 1970 vereinigt. Die erreichte Produktionserweiterung dient hauptsächlich der Entwicklung und Lieferung von BMSR-Anlagen für die Chemie und von Lichtsignalanlagen im Straßenverkehr sowie der Ausführung von BMSR-Anlagen für Heizungs-, Lüftungs- und Klimaanlagen in Wohnungs-, Gesellschafts- und Industriebauten.

DDR-Literaturschau[1]

1.1. Mathematische Verfahren

[1] *Bachmann, K.-H.*, und *W. Zieler:* 1.1.1.1
Fehlerabschätzung für Wurzeln algebraischer Gleichungen. 0, 0, 0, 0[2]). Zeitschrift für angewandte Mathematik und Mechanik 49 (1969) H. 10, S. 632–634.

[2] *Wacker, H.:* 1.1.3.0
Eine Methode zur numerischen Lösung von nichtlinearen Gleichungen Fredholmscher Art. 11, 0, 0, 0. Zeitschrift für angewandte Mathematik und Mechanik 49 (1969) H. 11, S. 691–698.

[3] *Ritter, K.:* 1.1.3.3
Two Dimensional Spliners and their Extremal Properties. 7, 0, 0, 0. Zeitschrift für angewandte Mathematik und Mechanik 49 (1969) H. 10, S. 597–608.

[4] *Nitsche, J.:* 1.1.3.4
Vergleich der Konvergenzgeschwindigkeit des Ritzschen Verfahrens und der Fehlerquadratmethode. 16, 0, 0, 0. Zeitschrift für angewandte Mathematik und Mechanik 49 (1969) H. 10, S. 591–596.

1.2. Kybernetik

[5] *Müller, D.:* 1.2.1
Die Anwendung der kybernetischen Modellmethode für die Betriebsprojektierung. 0, 4, 0, 0. die Technik 24 (1969) H. 11, S. 741.

2.1. Systemdynamik

[6] *Schulze, H.:* 2.1.6
Ein mathematisches Ersatzsystem für die regelungstechnische Beschreibung eines konvektiv beheizten Raumes. 0, 6, 0, 0. Luft- und Kältetechnik 5 (1969) H. 6, S. 299–301.

2.3. Theorie der stetigen Regelung

[7] *Herz, B.:* 2.3.1.4
Das Nyquist-Kriterium für Regelkreise, deren Verhalten durch lineare Funktional-Differentialgleichungen beschrieben wird. 6, 2, 0, 7. Zeitschrift für angewandte Mathematik und Mechanik 49 (1969) H. 12, S. 735–750.

[8] *Hirche, J.:* 2.3.2.6
Eine Bemerkung zur Einsparung von Rechenaufwand bei Anwendung der dynamischen Optimierung. 3, 0, 0, 0. Zeitschrift für angewandte Mathematik und Mechanik 49 (1969) H. 12, S. 758.

2.4. Theorie der unstetigen Regelung

[9] *Wunsch, G.:* 2.4.2.1
Zur Theorie der Signalabtastung. 1, 0, 0, 0. Nachrichtentechnik 19 (1969) H. 10, S. 363.

3.2. Messung und Regelung nichtelektrischer Größen

[10] *Spröd, G.:* 3.2.1.1
Ein induktiver Feinzeiger-Meßwertgeber zur Lösung längenmeßtechnischer Aufgaben. 0, 5, 0, 0. Feingerätetechnik 18 (1969) H. 11, S. 487–490.

[11] *Martens, H.-J.:* 3.2.1.5
Fehler und Meßunsicherheit bei Kraftmessungen mit Hilfe elektromechanischer Verfahren. 7, 1, 1, 0. Feingerätetechnik 18 (1969) H. 11, S. 494–499.

[12] *Vilkner, H.:*
Automatische Druckeinstellung und Konstanthaltung mit einer Genauigkeit von ±0,05 bis ±0,01 Torr mit Hilfe eines Wassermanometers. 15, 10, 1, 0. Feingerätetechnik 18 (1969) H. 11, S. 517–520.

[13] *Schönborn, W.:* 3.2.1.6
Die Flächengewichtsmeßanlage VA-T-77 im Gerätesystem für die berührungslose Dickenmessung. 3, 3, 0, 0. Feingerätetechnik 18 (1969) H. 10, S. 457–458.

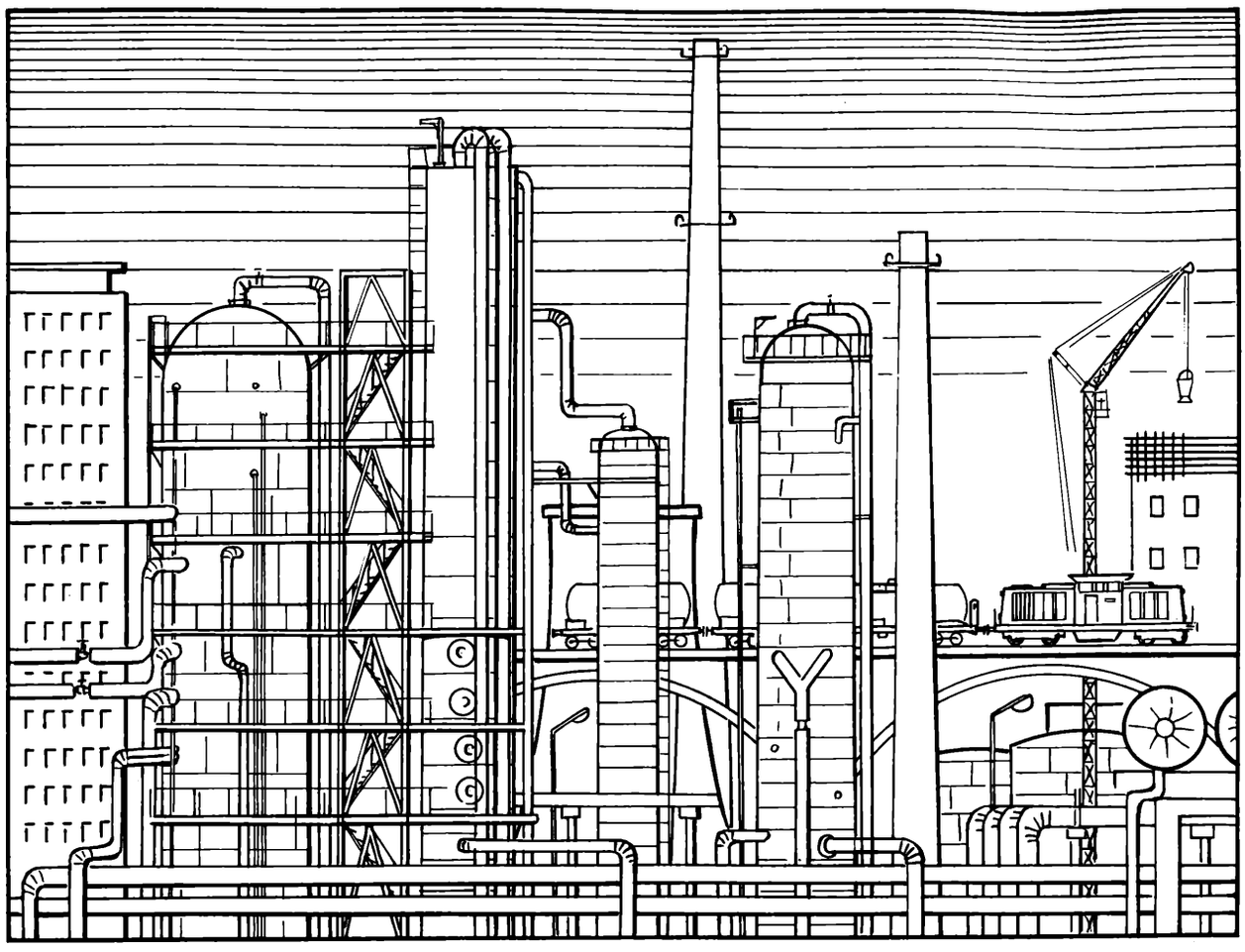
[14] *Rolle, W.:* 3.2.3.1
Neuartige Mantelthermoelemente. 0, 2, 1, 0. Neue Hütte 14 (1969) H. 10, S. 627/28.

[15] *Schechtow, Ch.:* 3.2.4.4
Einrichtung zur automatischen Bestimmung der mittleren Feuchte eines Holzstapels nach dem Darrverfahren während der Kammertrocknung. 2, 4, 0, 0. Holzindustrie 22 (1969) H. 11, S. 324–327.

(Fortsetzung auf Schmalblatt VII)

[1]) Die vorliegende Auswertung schließt mit dem 15. Februar 1970 ab. Die Aufstellung der berücksichtigten Zeitschriften finden Sie im Heft 7 (1965). Zusammengestellt und bearbeitet von Dr.-Ing. *E. Martin*, Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der DAW, Bereich Technische Kybernetik, 8027 Dresden, Haeckelstr. 20, und Dozent Dr.-Ing. *H. Strobel*, Hochschule für Verkehrswesen, Sektion Technische Verkehrskybernetik, 801 Dresden, Friedrich-List-Platz 1.

[2]) 0, 0, 0, 0 bedeuten: 0 Literaturstellen, 0 Bilder, 0 Tafeln, 0 Diagramme.



DIE GROSSEN VORHABEN UNSERER INDUSTRIE SIND OHNE FORSCHUNG UND ENTWICKLUNG UNDENKBAR . . .

deshalb bestimmen in Laboratorien Präzisionsgeräte das Niveau unserer heutigen Technik. — Wir fertigen für Sie Geräte für konstante Spannungen und Ströme. Sie können wählen: Serienfertigung mit einem umfangreichen Programm oder Sonderfertigung, speziell nach Ihren Wünschen. Wir senden Ihnen gern ausführliches Informationsmaterial. Zur Leipziger Messe: Halle 15, Kollektivstand der VVB Automatisierungsgeräte und Meßtechnik.

STATRON Fürstenwalde (Spree), Ehrenfried-Jopp-Straße 59, Fernruf 6051—55

STATRON

VEB Verlag Technik, Berlin — Träger des Ordens Banner der Arbeit

messen·steuern·regeln

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für die Automatisierungstechnik

Organ der Deutschen Gesellschaft für Meßtechnik und Automatisierung (DGMA)

Berlin · März 1970
13. Jahrgang

3

Korrespondenten:
Dr. D. M. Berkowitsch, Moskau; Dipl.-Ing. W. Bobotek, Warschau; Prof. Dr.-Ing. K. H. Fasol, Bochum; Dipl.-Ing. Z. Frank, Prag; Dipl.-Ing. P. Kopacek, Wien; Prof. T. Morinaga, Tokio; Dipl.-Ing. A. Palesch, Budapest; Dipl.-Ing. H. Schink, Stuttgart; Dipl.-Ing. F. Siwoff, Sofia; Prof. P. K. Stein, Arizona; Prof. Dr. B. P. Th. Veltman, Delft; Ing. G. Wagner, Moskau

Redaktionsbeirat:
Dipl.-Ing. W. Britall, Prof. Dr.-Ing. W. Fritsch, Dr. rer. nat. H. Gena, Dr.-Ing. K. Hilscher, Prof. Dr. phil. nat., Dr.-Ing. e. h. H. Kindler, Prof. Dr. phil. nat. H. Kortum, Dipl.-Phys. G. Meister, Prof. Dr.-Ing. S. Pilz, Prof. Dr.-Ing. habil. K. Reinisch, Prof. Dr. rer. nat. G. Schwarze, Dipl.-Ing. B. Wagner, Prof. Dr. -Ing. H. Wilhelmi

Standpunkt

Automatisierung der Informationsverarbeitung

Technische Universität Dresden
Direktor der Sektion
Informationsverarbeitung
H. Stahn

Die Entwicklung der Produktivkräfte vollzieht sich gegenwärtig über die wissenschaftlich-technische Revolution. Sie ist in der Technik als Teil des gesellschaftlichen Gesamtsystems gekennzeichnet durch quantitative und qualitative Veränderungen, d. h. durch Revolutionierung

- der energetischen Basis der Gesellschaft
- der stofflichen Prozesse der Volkswirtschaft
- der Informationsprozesse zur Planung, Leitung und Steuerung der volkswirtschaftlichen Gesamt- und Teilsysteme

sowie durch eine neue Qualität der gesellschaftlichen Organisation der Produktion, d. h. durch die Entwicklung, Nutzung und ständige Verbesserung von Systemlösungen.
Das Ziel der planmäßigen Veränderungen in den energetischen, stofflichen und informationellen Teilsystemen der Volkswirtschaft und in den Reproduktionssystemen ist die durchgängige Automatisierung aller Reproduktionsteilsysteme mit unterschiedlichem Automatisierungsgrad. Zu den Reproduktionsteilsystemen gehören die Forschung, Entwicklung, technologische Vorbereitung, Produktion, Absatz, Beschaffung, Projektierung, Investition, Bildung und Weiterbildung, kulturelle und soziale Prozesse sowie die Planung und Leitung des Gesamtsystems. Das Ziel der Automatisierungsmaßnahmen sowohl in der Bereitstellung der Automatisierungsmittel als auch in der Realisierung war in den letzten Jahren vorwiegend die Erhöhung des Automatisierungsgrades des Teilsystems Produktion. Durch die Entwicklung und Produktion von elektronischen Datenverarbeitungsanlagen wurde ein wesentliches Mittel zur Erhöhung des Automatisierungsgrades auch in den anderen Teilsystemen geschaffen. Gleichzeitig bietet der Einsatz moderner Prozeßrechner die Möglichkeit, den Automatisierungsgrad der Produktionsprozesse bei Erhaltung der Flexibilität dieser Prozesse weiter zu erhöhen.

Eine ökonomisch sinnvolle Realisierung solcher Automatisierungsvorhaben ist auf die Dauer nur möglich, wenn kostengünstige, standardisierte, verkettungsfähige, vollständige Baukastensysteme für Stoffsysteme (z. B. Einheitssystem der Verfahrenstechnik stoffwirtschaftlicher Prozesse, Einheitssystem Werkzeugmaschinen, Einheitssystem der technologischen Prozesse der Elektronik usw.), Energiesysteme (System zur Verwertung und zur Zuführung von Energien, z. B. IMSRA) sowie Informationssysteme (Einheitssystem der Elektronik und des Gerätebaus) einschließlich ihrer anwendungsorientierten Systemunterlagen verfügbar, und wenn leistungsfähige theoretische Methoden zur Analyse und Synthese von Teilsystemen und von verbundenen, komplexen Systemen anwendbar sind.

Systeme zur Gewinnung, Übertragung, Speicherung, Verarbeitung und Verwertung von Informationen sind also:

- Hilfsmittel zur Analyse, Synthese und Realisierung integrierter Systeme der automatisierten Informationsverarbeitung als notwendiger Bestandteil der Automatisierung aller Teilsysteme und des Gesamtsystems von Betrieben und Kombinaten.
- Hilfsmittel zur automatisierten Analyse und Synthese von energetischen und stofflichen Teilsystemen auf der Grundlage von Einheitssystemen.
- Arbeitsgegenstand, d. h. Objekt der wissenschaftlichen Arbeit in der Entwicklung und Produktion zur ständigen Verbesserung der technischen und ökonomischen Parameter sowie der Gebrauchseigenschaften dieses Baukastensystems.

Eingeleitet durch die Beschlüsse des VII. Parteitages der SED zur Entwicklung und Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung werden durch die Arbeit zehntausender Werktätiger im Staatsapparat, in der Wirtschaft und im Hochschulwesen diese drei Hauptaufgaben in den nächsten Jahren in unserer Republik soweit gelöst, daß sie zur Erhöhung des Niveaus des gesellschaftlichen Lebens in der DDR wirksam werden.

P. NEUMANN

Methoden der Simulierung chemischer Rohrreaktoren

IA 2.1.7

Einleitung[1])

Bei der Simulierung eines technischen Systems wird ein Ersatzsystem (Simulierungseinrichtung) geschaffen, das bestimmte Verhaltensweisen des Originalsystems, z. B. Verhalten der interessierenden Zustandsgrößen als Funktion des Ortes und der Zeit, in Echtzeit nachbildet. Die Simulierungseinrichtung kann zur Untersuchung dieser Verhaltensweisen oder als Beratungseinrichtung für Vorhersagesteuerungen sowie als Trainingseinrichtung verwendet werden.

Systeme mit verteilten Parametern werden durch das folgende System partieller Differentialgleichungen beschrieben:

$$D\boldsymbol{X}(t,x,y,z) = \boldsymbol{F}(X_1, X_2, \ldots, X_n, S_1, S_2, \ldots, S_m) \tag{1}$$

für

$$0 \leqq t \leqq \infty\,, \quad 0 \leqq x \leqq L_1\,, \quad 0 \leqq y \leqq L_2\,, \quad 0 \leqq z \leqq L_3$$

mit

$$D = \sum_{\alpha=0}^{\alpha_1} a_\alpha(\boldsymbol{X}) \frac{\partial^\alpha}{\partial t^\alpha} + \sum_{\beta=0}^{\beta_1} b_\beta(\boldsymbol{X}) \frac{\partial^\beta}{\partial x^\beta} + \sum_{\gamma=0}^{\gamma_1} c_\gamma(\boldsymbol{X}) \frac{\partial^\gamma}{\partial y^\gamma} + \sum_{\delta=0}^{\delta_1} d_\delta(\boldsymbol{X}) \frac{\partial^\delta}{\partial z^\delta}$$

und

$$\boldsymbol{X} = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_n \end{pmatrix} \text{ Zustandsvektor}, \qquad \boldsymbol{S} = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ \vdots \\ S_m \end{pmatrix} \text{ Steuervektor}$$

sowie den für jedes Problem unterschiedlichen Randbedingungen und den Anfangsbedingungen

$$\left[\frac{\partial^\alpha \boldsymbol{X}}{\partial t^\alpha}\right]_{t=0} = \boldsymbol{X}_{t\alpha 0} \quad \text{für} \quad \alpha = 0,1.\ldots,\alpha_1 - 1\,.$$

1. Unterschiede der Simulierungsmethoden

Folgende Unterscheidungsmerkmale sind anwendbar:

- nachzubildendes Verhalten (statisches, dynamisches Verhalten),
- verwendetes Rechnerprinzip (Digitalrechner, Analogrechner),
- Art der mathematischen Aufbereitung (Differenzenverfahren, Charakteristikenverfahren, Verfahren mit Hilfe der Spektralzerlegung, Approximationsverfahren, Analogieverfahren),
- zeitliche Reihenfolge der Lösungsschritte (seriell, parallel).

2. Simulierungsmethoden

Je nach Art der mathematischen Aufbereitung des mathematischen Modells lassen sich verschiedene Simulierungsmethoden für chemische Rohrreaktoren als spezielle Systeme mit verteilten Parametern angeben.

2.1. Differenzenverfahren

Durch Einführung von $(\alpha_1 + \beta_1 + \gamma_1 + \delta_1 - 1)$ Differenzenquotienten läßt sich das System partieller Differentialgleichungen [Gl. (1)] in Systeme gewöhnlicher Differentialgleichungen überführen. Durch unterschiedliche Wahl der Differenzenquotienten gelangt man zu örtlich diskretisierten (Bild 1) oder zeitlich diskretisierten Systemen (Bild 2). Die

[1]) Mitteilung aus dem Lehrkollektiv Automatisierung der Sektion Verfahrenstechnik der Technischen Hochschule für Chemie „Carl Schorlemmer" Leuna-Merseburg.
Diesem Informationsartikel liegt ein ausführlicher Bericht zugrunde, der in der Deutschen Staatsbibliothek gespeichert ist. Bestellungen über Vervielfältigungen auf xerografischer Grundlage (A 4-Positiv-Abzug; kein Mikrofilm) der Arbeit, die einen Umfang von 34 Seiten, 6 Bilder und eine Tafel hat, sind an die Redaktion dieser Zeitschrift zu richten.
Dabei ist folgendes Kennwort anzugeben: „*Neumann:* Rohrreaktoren; msr 001/70".
Der Versand und die Verrechnung erfolgen durch die Deutsche Staatsbibliothek (Reprografische Abteilung) Berlin.

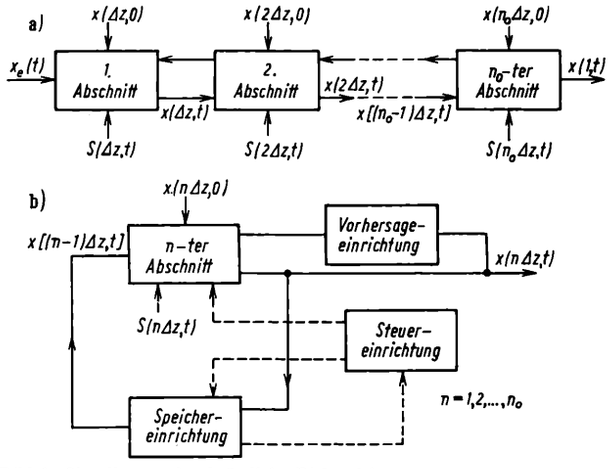


Bild 1. Simulierung durch örtliche Diskretisierung
a) paralleles Verfahren, b) serielles Verfahren

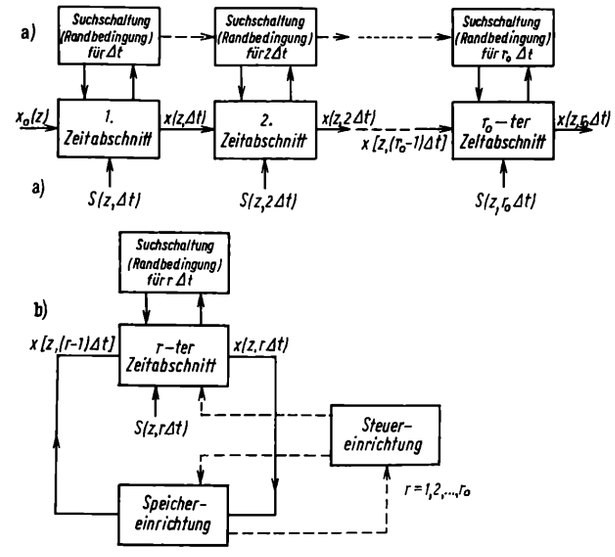


Bild 2. Simulierung durch zeitliche Diskretisierung ▶
a) paralleles Verfahren, b) serielles Verfahren

Systeme gewöhnlicher Differentialgleichungen können gleichzeitig (parallel) oder zeitlich nacheinander (seriell) gelöst werden. Durch Einführung von $(\alpha_1 + \beta_1 + \gamma_1 + \delta_1)$ Differenzenquotienten erhält man aus Gl. (1) Systeme algebraischer Gleichungen (zeitlich und örtlich diskretisiertes System), die zur Berechnung auf dem Digitalrechner geeignet sind.

2.2. *Charakteristikenverfahren*

Mit Hilfe der Richtungsgleichung reduziert sich ein System partieller Differentialgleichungen 1. Ordnung (technisch nur dieser Fall sinnvoll) auf ein System gewöhnlicher Differentialgleichungen, das auf dem Analogrechner gelöst werden kann [1]. Diese Gleichungen beschreiben die Bewegung von n_0 Volumenelementen, die sich mit konstanter Geschwindigkeit durch den Rohrreaktor bewegen und deren Zustandsänderungen berechnet werden.

2.3. *Verfahren mit Hilfe der Spektralzerlegung*

Die Simulierungsverfahren mit Hilfe der Spektralzerlegung basieren auf folgenden Grundvorschriften:

- Transformation des mathematischen Modells eines Systems mit verteilten Parametern aus dem Originalbereich (z, t-Bereich) in einen Spektralbereich.
- Anwendung der ebenfalls transformierten Lösungsvorschriften im Spektralbereich. Als Ergebnis erhält man den Verlauf der transformierten Zustandsgrößen im Spektralbereich.
- Rücktransformation der Verläufe der transformierten Zustandsgrößen aus dem Spektralbereich in den Originalbereich.

Bei der modalen Simulierung erfolgt eine Spektralzerlegung nach Funktionen des Ortes (Eigenfunktionen) [2].

Bei der harmonischen Simulierung [3], die nur für periodischen Betrieb der Reaktoren sinnvoll ist, erfolgt die Spektralzerlegung nach Funktionen der Zeit (Harmonischen).

Bei der Anwendung der unterschiedlichen Simulierungsmethoden ergeben sich zahlreiche und schwierige rechentechnische Probleme.

Literatur

[1] *Schuchmann, H.:* Simulation mehrdimensionaler Systeme nach dem Differenzen- und Charakteristikenverfahren. Lehrgang Grundlagen und Fortschritte der Automatisierung, Lektion A9, Berlin 1968.

[2] *Gilles, E. D.,* und *M. Zeitz:* Modales Simulationsverfahren für Systeme mit örtlich verteilten Parametern. Regelungstechnik **17** (1969) H. 5, S. 204–212.

[3] *Schaarschmidt, P.:* Ein Beitrag zur Untersuchung linearer und nichtlinearer Stoff- und Signaltransportvorgänge bei kompressiblen Medien in Rohrleitungen durch analoge maschinelle Berechnungsmethoden. Dissertationsschrift, TH Leuna-Merseburg „Carl Schorlemmer" 1969.

msr 3291

Anschrift des Verfassers:

P. Neumann, Dipl.-Ing. Technische Hochschule für Chemie „Carl Schorlemmer" Sektion Verfahrenstechnik, Lehrkollektiv Automatisierungssysteme, 42 Merseburg, Geusaer Straße.

H. BUCHTA, G. DÖRFEL und P. RIEGER

Modellverfahren bei der Kennwertermittlung mit stochastischen Signalen

IA 2.6.3

Einleitung[1])

Eine Möglichkeit zur Kennwertermittlung von Regelstrecken besteht im schrittweisen Abgleich eines einstellbaren Modells. Dabei können sowohl determinierte als auch stochastische Testsignale benutzt werden.

Gegenstand dieser Arbeit ist die Identifizierung linearer Regelstrecken mit stochastischen Eingangssignalen.

Über praktische Ergebnisse bei der Beurteilung des Modellabgleichs mit Hilfe des Effektivwertes wurde bereits in [1] berichtet und ein spezielles Korrelationsverfahren als Abgleichkriterium vorgeschlagen [2]. Diese und einige naheliegende Varianten sollen verglichen werden. Da Messungen an industriellen Objekten in den meisten Fällen Störungen des normalen Arbeitsablaufes verursachen, muß die Meßzeit möglichst gering gehalten werden, d. h. die erforderliche Meßzeit T_m bei vorgegebenem zufälligen Fehler muß bekannt sein. Sie wird deshalb im folgenden zur Gegenüberstellung verschiedener Varianten der Modellverfahren herangezogen.

In den hier beschriebenen Verfahren, denen das im Bild 1 dargestellte Schema zugrunde liegt, wird ein Übertragungsfunktionsmodell benutzt, d. h. die Übertragungsfunktion des Modells wird in realisierbare Grundelemente aufgelöst, deren Parameter (z. B. Zeitkonstanten, Übertragungsfaktoren, Totzeiten) auf das Verhalten der Regelstrecke abgeglichen werden. Modellaufbau und Ergebnis sind anschaulich und ohne langwierige Zwischenrechnung auswertbar.

Als Testsignal $x(t)$ wird ein stochastisches Signal, das auch ein natürliches stochastisches Betriebssignal sein kann, angenommen, wobei Stationarität, Ergodizität und annähernde Normalverteilung der Amplituden vorausgesetzt werden. Befinden sich im Innern der zu analysierenden Regelstrecke Quellen stochastischer Störsignale, so wird der Abgleich des Modells erschwert. Dieser technisch wichtige Fall wird in den folgenden Betrachtungen durch das gleichanteilfreie stochastische Störsignal $z(t)$ nachgebildet. Die stochastische Unabhängigkeit der Signale $x(t)$ und $z(t)$ wird vorausgesetzt.

Eine besondere Bedeutung kommt der Wahl des Gütekriteriums zu. Eine dafür geeignete Vergleichsschaltung sollte möglichst folgende Forderungen erfüllen:

- geringe Meßzeit,
- eindeutige Bestimmung mehrerer Parameter,

[1]) Mitteilung aus der Sektion 9 Informationstechnik Bereich 3, Regelungstechnik und Prozeßsteuerung der Technischen Universität Dresden (Bereichsleiter: Prof. Dr. phil. nat. Dr.-Ing. e. h. H. Kindler).

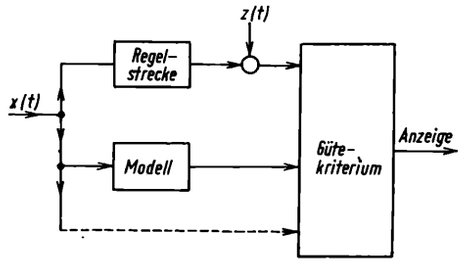


Bild 1. Schema des betrachteten Verfahrens

— gute Konvergenzeigenschaften beim schrittweisen Abgleich,

— Anzeige der Tendenz der Modellverstimmung.

Es sei nun erörtert, wieweit die betrachteten Varianten diesen Forderungen gerecht werden.

Abschließend wird noch die Modellmethode auf einige Ansätze zur Kennwertapproximation angewandt.

1. Verwendete Formelzeichen und Definitionen

$\overline{\xi}$	linearer Mittelwert von $\xi(t)$,
$\overline{\xi^2}$	Quadrat des Effektivwertes von $\xi(t)$,
$F(\mathrm{j}\,\omega)$	Frequenzgang,
$F^*(\mathrm{j}\,\omega)$	konjugiert komplexer Frequenzgang zu $F(\mathrm{j}\,\omega)$,
$F_M(\mathrm{j}\,\omega)$	Frequenzgang des Modells,
$F_S(\mathrm{j}\,\omega)$	Frequenzgang der Regelstrecke,
$\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)$	resultierender Frequenzgang des Systems Strecke—Modell; $\Delta F(\mathrm{j}\,\omega) = F_S(\mathrm{j}\,\omega) - F_M(\mathrm{j}\,\omega)$,
$F_{KI}(\mathrm{j}\,\omega)$	Frequenzgang des Kurzzeitintegrators,
$R(\tau)$	Korrelationsfunktion mit der Eigenschaft $R(\infty) = 0$,
$S(\omega)$	spektrale Leistungsdichte einer zentrierten Zufallsgröße,
T, T_S, T_M, T_z	Zeitkonstanten,
T_t	Totzeit,
T_m	erforderliche Meßzeit,
$a(T_m)$	Ausgangssignal des Kurzzeitintegrators zum Zeitpunkt $t = T_m$,
$\overline{a}_\lambda$	mittleres Ausgangssignal, bestimmt durch eine Parameterabweichung $\Delta\lambda$,
$\overline{a}_z$	mittleres Ausgangssignal, bestimmt durch das stochastische Störsignal $z(t)$,
$g(t)$	Gewichtsfunktion,
$x(t)$	gleichanteilfreies stochastisches Testsignal am Eingang von Regelstrecke und Modell,
$z(t)$	gleichanteilfreies stochastisches Störsignal,
Re { }	Realteil von { },
$\Phi(\tau)$	Moment 2. Ordnung,
$\varkappa$	Nutzsignal–Rausch-Verhältnis,
λ	variabler Parameter im System Regelstrecke — Modell,
σ	Streuung eines Zufallssignals,
ω	Kreisfrequenz.

Weitere Formelzeichen und Indizes werden im Text eingeführt.

2. Einige Modellverfahren

Anordnungen zur Identifizierung einer Regelstrecke mittels eines Modells können in Verfahren mit Mittelwertbildung und in Korrelationsverfahren eingeteilt werden.

a) Verfahren mit Mittelwertbildung

Wegen der großen Bedeutung der mittleren quadratischen Abweichung in der gesamten Fehlertheorie liegt es nahe, den minimalen Effektivwert des Differenzsignals $w(t)$ als Abgleichkriterium zu benutzen (Bild 2, Variante a). Die so gefundene Parametereinstellung ist bei genügend großer Meßzeit vom Spektraldichteverlauf des stochastischen Störsignals $z(t)$ unabhängig.

Die erwähnte Eigenschaft bleibt erhalten, wenn die Quadrierstufe durch einen Betragsbildner ersetzt wird (Bild 2, Variante b). Wegen der einfachen Realisierbarkeit einer Betragsbildnerkennlinie in einer analogen Meßanordnung ist das Verfahren wichtig.

Im Bild 3 ist ein weiteres Verfahren dargestellt [3]. Eine hervorstechende Eigenschaft dieser Anordnung ist die Richtungsabhängigkeit der Größe $\overline{q} = f(\Delta\lambda)$. Das Verfahren versagt jedoch, wenn ein Störsignal $z(t)$ mit unbekanntem Effektivwert einwirkt; die Nullinie verschiebt sich dadurch um einen unbekannten Betrag, so daß ihr Schnittpunkt mit $\overline{q} = f(\Delta\lambda)$ nicht mehr festgestellt werden kann.

Eine Schaltung zur Eliminierung des Einflusses des unbekannten Störsignals $z(t)$ auf den Mittelwert $\overline{q}$ zeigt Bild 4. Aus

$$\overline{q} = \overline{(y+z)^2 - v^2 - (y+z-v)^2}$$

erhält man unter Annahme stochastischer Unabhängigkeit von $x(t)$ und $z(t)$

$$q = -2\,\overline{v}^2 + 2\,\overline{y}\,\overline{v}\,.$$

Stimmen Regelstrecke und Modell in ihren Eigenschaften überein, so ist wegen $x(t) = v(t)$ auch $\overline{q} = 0$, und zwar unabhängig von $z(t)$. Das Kompensationsverfahren versagt, wenn man statt der Quadrierglieder Betragsbildner benutzt.

b) Korrelationsverfahren

Das im Bild 5 dargestellte einfache Korrelationsverfahren [2] erlaubt die Eliminierung des Einflusses des Störsignals $z(t)$ auf den Mittelwert $\overline{q}$, wenn die Signale $x(t)$ und $z(t)$ voneinander stochastisch unabhängig sind. Betrag und Vorzeichen des Ausgangssignals vermitteln eine Aussage über Grad und Richtung der Verstimmung. Damit ist das Verfahren auch in selbstabgleichenden Systemen vorteilhaft anwendbar, doch versagt es bei der Bestimmung mehrerer variabler Parameter und offensichtlich auch bei der Einwirkung von angenähert weißem Rauschen auf Systeme mit einer bei $t = +0$ verschwindenden Gewichtsfunktion. Dieser Nachteil kann umgangen werden, wenn ein anderer Punkt der Kreuzkorrelationsfunktion überwacht oder z. B. die Spektraldichte des auf den Multiplikator wirkenden Signals $x(t)$ in geeigneter Weise beeinflußt wird. Ein solches verallgemeinertes Korrelationsverfahren ist im Bild 6 dargestellt. Von besonderem Interesse ist der Spezialfall $F_x(\mathrm{j}\,\omega) = F_M(\mathrm{j}\,\omega)$ (Bild 7). Die Analyse dieser Schaltung zeigt, daß sie der im Bild 4 angegebenen — bis auf einen Zahlenfaktor — äquivalent ist.

3. Erforderliche Meßzeit bei verschiedenen Modellverfahren

3.1. Vorbetrachtungen

Ein Vergleich der betrachteten Modellverfahren läßt sich durch eine Gegenüberstellung der für einen Abgleichschritt erforderlichen Meßzeiten erreichen. Als Maß für die Meßunsicherheit wird das Verhältnis von Streuung zu Mittelwert der Ausgangsgröße des Glättungsfilters in der Gütekriteriumschaltung angesehen. Die erforderliche Meßzeit T_m ist bei vorgegebener Meßunsicherheit von den spektralen Eigenschaften des Signals $q(t)$ und von den Eigenschaften des Glättungsfilters abhängig. Mit dem Frequenzgang $F_{KI}(\mathrm{j}\,\omega)$ des hinsichtlich Glättungswirkung und Einschwingzeit günstigen Kurzzeitintegrators (Bild 8)

$$F_{KI}(\mathrm{j}\,\omega) = \frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,T_m}\,(1 - \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\omega\,T_m}) \qquad (1)$$

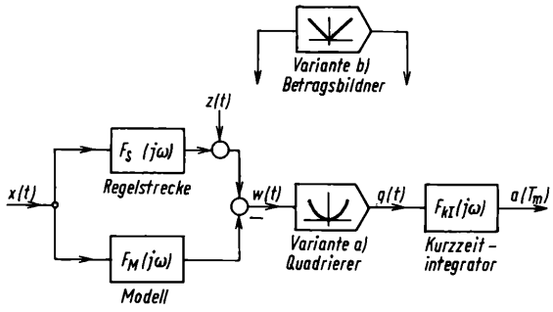


Bild 2. Modellverfahren mit Differenzbildung der Ausgangssignale von Strecke und Modell

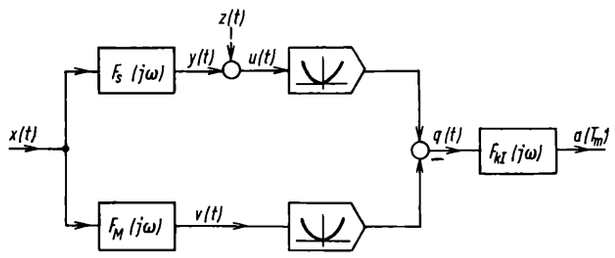


Bild 3. Modellverfahren mit Differenzbildung der quadrierten Ausgangssignale von Strecke und Modell

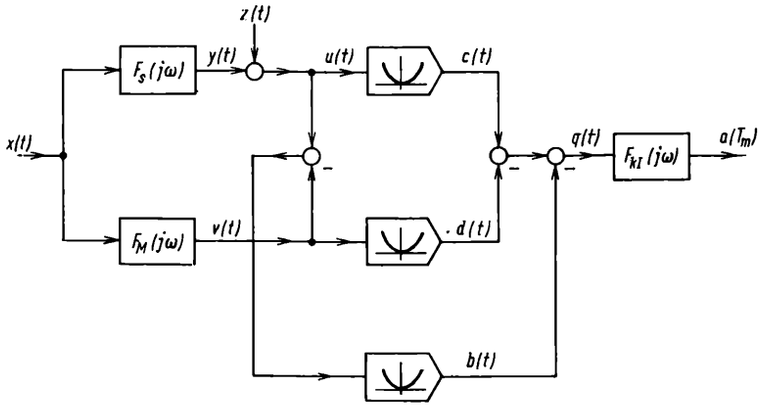


Bild 4. Modellverfahren mit Eliminierung des Einflusses des stochastischen Störsignals $z(t)$

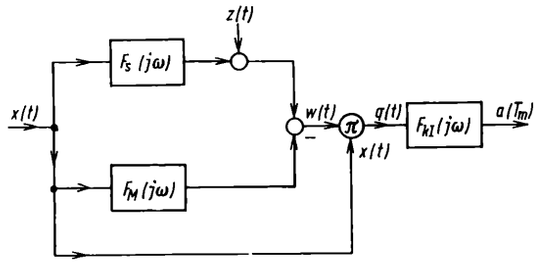


Bild 5. Einfaches Korrelationsverfahren

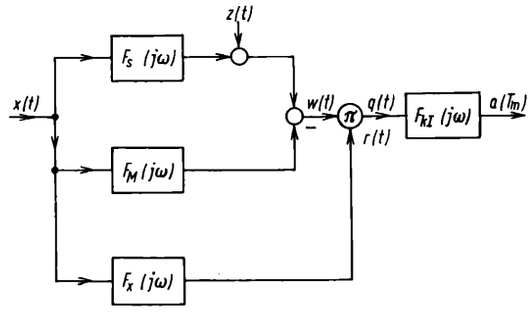


Bild 6. Verallgemeinertes Korrelationsverfahren

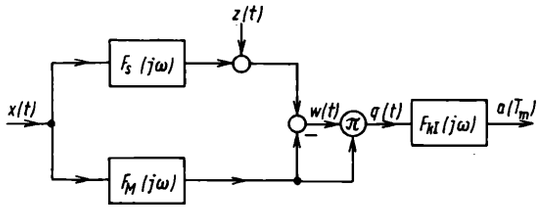


Bild 7. Spezialfall des verallgemeinerten Korrelationsverfahrens

läßt sich die Streuung σ_a an seinem Ausgang aus

$$\sigma_a^2 = \frac{2}{T_m} \int_0^{T_m} R_{qq}(\tau) \left(1 - \frac{\tau}{T_m}\right) \mathrm{d}\tau \tag{2}$$

berechnen. Im folgenden wird eine hinreichend große Integrationszeit T_m vorausgesetzt und deshalb die Näherung

$$\sigma_a^2 \approx \frac{2}{T_m} \int_0^{\infty} R_{qq}(\tau)\, \mathrm{d}\tau = \frac{S_{qq}(0)}{T_m} \tag{3}$$

verwendet. Weiterhin wird am Ausgang des Kurzzeitintegrators ein Nutzsignal-Rausch-Verhältnis

$$\varkappa = \frac{\bar{a}_\lambda}{\sigma_a} \tag{4}$$

definiert. Dabei ist $\bar{a}_\lambda$ der Mittelwert am Ausgang des Kurzzeitintegrators, hervorgerufen durch eine Parameterabweichung $\Delta\lambda$. Mit Gl. (3) erhält man die erforderliche Meßzeit T_m zu

$$T_m = \varkappa^2 \frac{S_{qq}(0)}{\bar{a}_\lambda^2}. \tag{5}$$

Für die folgenden Berechnungen werden die Eigenschaften von Multiplikatoren und Quadrierstufen bei stochastischen Eingangssignalen benötigt. Unter der Voraussetzung gleichanteilfreier gaußscher Signale $w(t)$ und $r(t)$ an den Multiplikatoreingängen ergibt sich für das 2. Moment des Signals $q(t)$ am Multiplikatorausgang nach [4]

$$\Phi_{qq}(\tau) = R_{rw}^2(0) + R_{rw}(\tau)\, R_{wr}(\tau) + R_{rr}(\tau)\, R_{ww}(\tau). \tag{6}$$

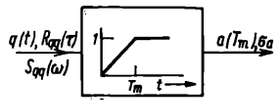


Bild 8. Kurzzeitintegrator

Die Quadrierstufe speziell wird durch

$$\Phi_{qq}(\tau) = R_{ww}^2(0) + 2\, R_{ww}^2(\tau) \tag{7}$$

beschrieben.

3.2. *Verfahren mit Mittelwertbildung*

3.2.1. Quadratischer Mittelwert des Differenzsignals (Bild 2, Variante a)

Aus Gl. (7) ist ersichtlich, daß das Signal $q(t)$ am Quadriererausgang wegen

$$\Phi_{qq}(\tau)|_{\tau \to \infty} = R_{ww}^2(0) = \bar{a}^2 \tag{8}$$

aus einem Gleichanteil und einem überlagerten gleichanteilfreien zufälligen Signal besteht. Der durch die Parameterverstimmung $\Delta\lambda$ und das stochastische Störsignal $z(t)$ hervorgerufene Gleichanteil $\bar{a}$ kann durch

$$\bar{a} = \bar{a}_\lambda + \bar{a}_z = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,|\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{zz}(\omega)\,\mathrm{d}\omega \tag{9}$$

dargestellt werden. Das Spektrum des zufälligen Signals am Quadriererausgang läßt sich mit Hilfe der Beziehung

$$S_{qq}(\omega) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{ww}(\omega-\omega_1)\,S_{ww}(\omega_1)\,\mathrm{d}\omega_1 \tag{10}$$

aus dem Spektrum am Eingang des Quadrierers gewinnen. Wegen der in Gl. (3) vorausgesetzten Tiefpaßeigenschaft des Kurzzeitintegrators genügt jedoch die Kenntnis von

$$S_{qq}(0) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{ww}^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega\,. \tag{11}$$

Damit erhält man nach Gl. (5) für die Meßzeit

$$T_m = \frac{4\pi\varkappa^2}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,|(\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega\right]^2} \times \left[\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}^2(\omega)\,|\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^4\,\mathrm{d}\omega + 2\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,S_{zz}(\omega)\,|\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega + \int_{-\infty}^{+\infty} S_{zz}^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega\right]. \tag{12}$$

Für kleine Parameterabweichungen, aber nicht vernachlässigbares Störsignal $z(t)$ ist

$$T_m \approx \frac{4\pi\varkappa^2}{(\mathrm{d}\lambda)^4}\cdot\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{zz}^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\left|\frac{\partial F(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\lambda}\right|^2\mathrm{d}\omega\right]^2}. \tag{13}$$

3.2.2. Mittlerer Betrag des Differenzsignals (Bild 2, Variante b)

Für das Moment zweiter Ordnung $\Phi_{qq}(\tau)$ am Ausgang des Betragsbildners gilt nach [5]

$$\Phi_{qq}(\tau) = \frac{2}{\pi}R_{ww}(0)\cdot\sqrt{1-\frac{R_{ww}^2(\tau)}{R_{ww}^2(0)}} + \frac{2}{\pi}R_{ww}(\tau)\arcsin\left(\frac{R_{ww}(\tau)}{R_{ww}(0)}\right). \tag{14}$$

Durch Reihenentwicklung und Vernachlässigung der Glieder höherer als zweiter Ordnung ergibt sich

$$\Phi_{qq}(\tau) \approx \frac{2}{\pi}R_{ww}(0) + \frac{1}{\pi}\frac{R_{ww}^2(\tau)}{R_{ww}(0)}. \tag{15}$$

Der Gleichanteil $\bar{a}$ wird mit Hilfe von Gl. (14) aus

$$\Phi_{qq}(\tau)|_{\tau\to\infty} = \frac{2}{\pi}R_{ww}(0) = \bar{a}^2 \tag{16}$$

berechnet. Es ist

$$\bar{a}^2 = \bar{a}_\lambda^2 + \bar{a}_z^2 = \frac{1}{\pi^2}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,|\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega + \frac{1}{\pi^2}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{zz}(\omega)\,\mathrm{d}\omega\,. \tag{17}$$

Die Größe $S_{qq}(0)$ wird dann aus dem zweiten Term von Gl. (15) berechnet. Damit beträgt die bei Benutzung eines Betragsbildners erforderliche Meßzeit T_m

$$T_m = \pi\varkappa^2\cdot\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}^2(\omega)\,|\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^4\,\mathrm{d}\omega + 2\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\cdot S_{zz}(\omega)\,|\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega + \int_{-\infty}^{+\infty} S_{zz}^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,|\Delta F(j\,\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega\right]^2 + \int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,|\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega\cdot\int_{-\infty}^{+\infty} S_{zz}(\omega)\,\mathrm{d}\omega}\,. \tag{18}$$

Für kleine Parameterabweichungen $\mathrm{d}\lambda$ bei nicht vernachlässigbarem Störsignal $z(t)$ wird die Meßzeit angenähert

$$T_m \approx \frac{\pi\varkappa^2}{(\mathrm{d}\lambda)^2}\cdot\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{zz}^2(\omega)\,\mathrm{d}\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\left|\frac{\partial F(\mathrm{j}\,\omega)}{\partial\lambda}\right|^2\mathrm{d}\omega\cdot\int_{-\infty}^{+\infty} S_{zz}(\omega)\,\mathrm{d}\omega}. \tag{19}$$

3.3. *Korrelationsverfahren*

Die in den Bildern 5 und Bild 7 dargestellten Korrelationsverfahren lassen sich als Spezialfälle des verallgemeinerten Korrelationsverfahrens (Bild 6) auffassen. Die folgende nur skizzierte Rechnung bezieht sich auf das verallgemeinerte Korrelationsverfahren.

Mit Hilfe von Gl. (6) lassen sich die Eigenschaften des Signals am Ausgang des Kurzzeitintegrators berechnen. Nach unendlich langer Meßzeit ist am Ausgang nur noch das Nutzsignal

$$\bar{a}_\lambda = R_{rw}(0) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{rw}(\omega)\,\mathrm{d}\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\cdot\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)\cdot F_x^*(\mathrm{j}\,\omega)\,\mathrm{d}\omega \tag{20}$$

nachweisbar. Bei endlicher Meßzeit muß jedoch zur Beurteilung des Meßfehlers wieder das Spektrum des dem Nutzsignal überlagerten Rauschens

$$S_{qq}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{rw}(\tau)\,R_{wr}(\tau)\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\omega\tau}\,\mathrm{d}\tau + \int_{-\infty}^{+\infty} R_{rr}(\tau)\,R_{ww}(\tau)\cdot\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\,\omega\tau}\,\mathrm{d}\tau \tag{21}$$

betrachtet werden. Die Berechnung der in Gl. (21) enthaltenen Korrelationsfunktionen erfolgt unter Berücksichtigung der Beziehungen

$$\left.\begin{aligned} S_{ww}(\omega) &= S_{xx}(\omega)\,|\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)|^2 + S_{zz}(\omega)\,,\\ S_{rr}(\omega) &= S_{xx}(\omega)\,|F_x(\mathrm{j}\,\omega)|^2\,,\\ S_{rw}(\omega) &= S_{xx}(\omega)\,\Delta F(\mathrm{j}\,\omega)\,F_x^*(\mathrm{j}\,\omega)\\ &\text{und}\\ S_{wr}(\omega) &= S_{xx}(\omega)\,\Delta F^*(\mathrm{j}\,\omega)\,F_x(\mathrm{j}\,\omega)\,. \end{aligned}\right\} \tag{22 a–d}$$

Nach der Ermittlung von $S_{qq}(0)$ kann die erforderliche Meßzeit T_m nach Gl. (5) zu

$$T_m = \varkappa^2 \cdot \frac{\left[\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}^2(\omega)\cdot \mathrm{Re}^2\{\Delta F(j\omega)\cdot F_x^*(\mathrm{j}\omega)\}\,\mathrm{d}\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,S_{zz}(\omega)\,|F_x(\mathrm{j}\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega\right]}{\left[\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,\mathrm{Re}\{\Delta F(\mathrm{j}\omega)\cdot F_x^*(\mathrm{j}\omega)\}\,\mathrm{d}\omega\right]^2} \tag{23}$$

angegeben werden. Für kleine Parameterfehler erhält man

$$T_m \approx \frac{\varkappa^2}{(\mathrm{d}\lambda)^2}\cdot\frac{\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,S_{zz}(\omega)\,|F_x(\mathrm{j}\omega)|^2\,\mathrm{d}\omega}{\left[\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{xx}(\omega)\,\mathrm{Re}\left\{\frac{\partial F(j\omega)}{\partial\lambda}\,F_x^*(\mathrm{j}\omega)\right\}\mathrm{d}\omega\right]^2}. \tag{24}$$

Die entsprechenden Formeln für das einfache Korrelationsverfahren ergeben sich mit $F_x(\mathrm{j}\omega) = 1$ und die für den im Bild 7 betrachteten Spezialfall mit $F_x(\mathrm{j}\omega) = F_M(\mathrm{j}\omega)$.

(wird fortgesetzt)

Literatur

[1] *Blandhol, E.*, and *J. G. Balchen:* Determination of Systems dynamics by Use of Adjustable Models. Automatic and Remonte Control, Proceedings of the Second Congress of the IFAC Basle 1963, Band Theory S. 608 bis 613. London und München: Butterworth und R. Oldenbourg Verlag 1964.

[2] *Mesch, F.:* Selbsteinstellung auf vorgegebenes Verhalten – ein Vergleich mehrerer Systeme. RT 12 (1964) H. 8, S. 356 bis 364.

[3] *Schmidt, G.:* Selbsteinstellender Regelkreis mit Bezugsmodell. RT 10 (1962) H. 4, S. 145 bis 151.

[4] *Laning, J. H.*, aud *R. H. Battin:* Random Processes in Automatic Control. New York: Mc Graw Hill 1956.

[5] *Schlitt, H.:* Systemtheorie für regellose Vorgänge. Berlin: Springer-Verlag 1960.

[6] *Radtke, M.:* Zur Approximation linearer aperiodischer Übergangsfunktionen. msr 9 (1966) H. 6, S. 192 bis 196.

msr 3211

H. HINKEL

Zur Stabilität von Totzeitsystemen[1)]

IA 2.3.1.4

Über das Stabilitätsverhalten von linearen Regelungssystemen mit Totzeit werden in der Literatur z. T. Angaben gemacht, die dem Sachverhalt nicht ganz gerecht werden. Die folgenden Ausführungen sollen einer Klärung dienen.
Dabei wird von der folgenden allgemeinen Darstellung eines Regelkreises mit Totzeit ausgegangen (Bild 1).

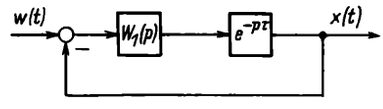


Bild 1. Regelkreis mit Totzeit

$W_1(p)$ ist eine gebrochen rationale Übertragungsfunktion

$$W_1(p) = \frac{R(p)}{Q(p)}, \qquad m < n\,. \tag{1}$$

Die Übertragungsfunktion $\Phi(p)$ des geschlossenen Regelkreises lautet mit $W(p) = W_1(p)\,\mathrm{e}^{-p\tau}$

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1+W(p)} = \frac{R(p)\,\mathrm{e}^{-p\tau}}{Q(p)+R(p)\,\mathrm{e}^{-p\tau}}. \tag{2}$$

Ein solches System ist stabil, wenn die unendlich vielen Wurzeln der transzendenten charakteristischen Gleichung alle einen negativen Realteil haben [3].
Bekanntlich läßt sich die Stabilitätsuntersuchung von Regelungssystemen mit Totzeit zweckmäßig mit Hilfe des Nyquist-Kriteriums oder des Michailow-Kriteriums [1], [3] durchführen, während das Hurwitz-Kriterium hier nicht anwendbar ist. Bei den folgenden Untersuchungen hat das Nyquist-Kriterium gegenüber dem Michailow-Kriterium noch den Vorteil besonderer Übersichtlichkeit.
Für den Fall, daß $W_1(p)$ die Übertragungsfunktion eines (asymptotisch) stabilen Übertragungsgliedes ist, kann das Nyquist-Kriterium für Systeme mit Totzeit in folgender Weise formuliert werden:
Das geschlossene System mit Totzeit ist genau dann (asymptotisch) stabil, wenn die Ortskurve des Frequenzganges des aufgeschnittenen Kreises den Punkt -1 weder umschlingt noch durchläuft.
Das Kriterium gilt auch, wenn das aufgeschnittene System ohne Totzeit neutral stabil ist (I-Verhalten). Dabei muß aber die Ortskurve $W(\mathrm{j}\omega)$ in bekannter Weise [2] [4] durch einen Kreisbogen mit unendlichem Radius ergänzt gedacht werden.
Mit Hilfe des Nyquist-Kriteriums kann man Untersuchungen darüber anstellen, wie sich die Stabilität eines Systems mit Totzeit (Bild 1) bei wachsender Totzeit verändert, wenn die anderen Systemparameter konstant bleiben. Ausgangspunkt ist dabei die Betrachtung der Ortskurve $\boldsymbol{C_0}$ des Frequenzganges des aufgeschnittenen Kreises ohne Totzeit

$$W_1(\mathrm{j}\omega) = \frac{R(\mathrm{j}\omega)}{Q(\mathrm{j}\omega)} = |W_1(\mathrm{j}\omega)|\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\Theta(\omega)}, \tag{3}$$

aus deren Verlauf man auf den Verlauf der Ortskurve $\boldsymbol{C_\tau}$ des Frequenzganges des aufgeschnittenen Kreises mit Totzeit

$$W(\mathrm{j}\omega) = |W_1(\mathrm{j}\omega)|\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}(\Theta(\omega)+\omega\tau)} \tag{4}$$

schließen kann. Die Totzeit bewirkt eine frequenzabhängige Phasendrehung im Uhrzeigersinn um den Winkel $\varphi_\tau = \omega\tau$, während die Amplituden unverändert bleiben.

Im weiteren machen sich einige Fallunterscheidungen erforderlich.

1. Das geschlossene System ohne Totzeit ist stabil

1.1. Die Kurve $\boldsymbol{C_0}$ hat keinen Schnittpunkt und keinen Berührungspunkt mit dem Einheitskreis $\boldsymbol{E}$, d. h. sie verläuft völlig im Inneren von $\boldsymbol{E}$.
In diesem Fall bleibt das geschlossene System auch bei beliebig großer Totzeit τ stabil, weil die Ortskurve $\boldsymbol{C_\tau}$ den Einheitskreis nicht verlassen kann (Bild 2) [2].

[1)] Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin, Bereich Technische Kybernetik Dresden (Bereichsdirektor: Prof. Dr., Dr.-Ing. e. h. *H. Kindler*).

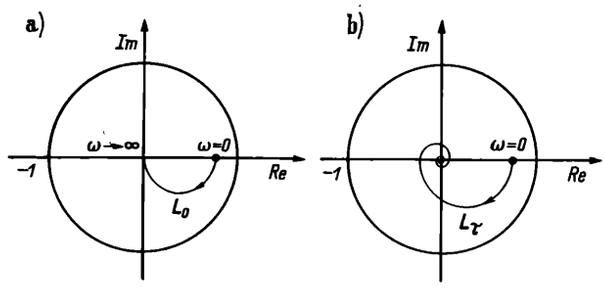


Bild 2. Ortskurve des Frequenzganges eines aufgeschnittenen Systems
a) ohne Totzeit ($\tau = 0$), b) mit Totzeit τ
(in Bilder 2 bis 4 lies statt L_0, L_τ, $L_{\tau k}$, u. L_k: $\boldsymbol{C}_0$, $\boldsymbol{C}_\tau$, $\boldsymbol{C}_{\tau k}$, u. $\boldsymbol{C}_k$)

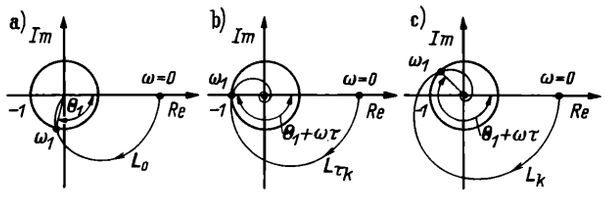


Bild 3. Ortskurve des Frequenzganges eines aufgeschnittenen Regelkreises
a) ohne Totzeit ($\tau = 0$), b) mit Totzeit ($\tau = \tau_k$), c) mit Totzeit ($\tau > \tau_k$)

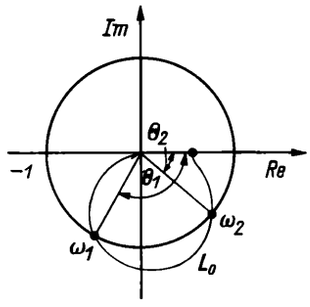


Bild 4. Ortskurve des Frequenzganges eines aufgeschnittenen Regelkreises ohne Totzeit

1.2 Die Ortskurve $\boldsymbol{C}_0$ hat Schnittpunkte, aber keine Berührungspunkte mit $\boldsymbol{E}$.

1.2.1. $\boldsymbol{C}_0$ hat genau einen Schnittpunkt mit $\boldsymbol{E}$. Die Schnittfrequenz sei ω_1. Dazu gehört der Winkel $\Theta_1 = \Theta(\omega_1)$ (Bild 3a).

Im vorliegenden Falle gibt es eine kritische Totzeit τ_k, für die sich das geschlossene System an der Stabilitätsgrenze befindet (Bild 3b). Man bestimmt sie aus der Beziehung

$$\tau_k = \frac{\pi - \Theta_1}{\omega_1} \tag{5}$$

(Θ_1 ist im Bogenmaß zu messen.)

Für alle Totzeiten $\tau < \tau_k$ ist das System stabil und für alle $\tau > \tau_k$ instabil (Bild 3c) [2].

1.2.2. Die Ortskurve $\boldsymbol{C}_0$ hat genau zwei Schnittpunkte mit $\boldsymbol{E}$ (Bild 4). ω_1 und ω_2 sind die Schnittfrequenzen ($\omega_1 > \omega_2$) und Θ_1 und Θ_2 die zugehörigen Winkel ($\Theta_1 > \Theta_2$).

Verfolgt man das Stabilitätsverhalten des geschlossenen Kreises bei steigender Totzeit, so ergibt sich, daß das System stabil ist, solange $\Theta_1 + \omega_1\tau < \pi$ gilt. Wird $\Theta_1 + \omega_1\tau = \pi$, so befindet sich das System an der Stabilitätsgrenze. Wächst τ weiter, so wird das System instabil. Wenn bei weiterem Erhöhen der Totzeit τ die Bedingung $\Theta_2 + \omega_2\tau = \pi$ erfüllt wird, so befindet sich das System wieder an der Stabilitätsgrenze. Erhöht man die Totzeit des Systems jetzt noch weiter, so wird das System wieder stabil, bis $\Theta_1 + \omega_1\tau = \pi + 2\pi$ gilt. Allgemein werden die kritischen Totzeiten, für die sich das System an der Stabilitätsgrenze befindet, durch die Beziehungen

$$\tau_{k1}^{(l)} = \frac{-\Theta_1 + (2l+1)\pi}{\omega_1} \qquad (l = 0, 1, 2, \ldots) \tag{6}$$

$$\tau_{k2}^{(l)} = \frac{-\Theta_2 + (2l+1)\pi}{\omega_2} \tag{7}$$

bestimmt. Das geschlossene System mit Totzeit ist für

$$0 \leqq \tau < \tau_{k1}^{(0)}$$

und für

$$\tau_{k2}^{(l)} < \tau < \tau_{k1}^{(l+1)} \qquad (l = 0, 1, 2, \ldots) \tag{8}$$

stabil.

In der Literatur [1] [2] und [4] wird aus diesen Überlegungen häufig geschlossen, daß Stabilitäts- und Instabilitätsintervalle bei steigendem τ ständig wechseln. Diese Angabe trifft jedoch nicht zu; denn für eine bestimmte Totzeit τ^* hat der zu ω_1 gehörige Ortskurvenpunkt auf dem Einheitskreis den zu ω_2 gehörigen Ortskurvenpunkt eingeholt (s. a. Beispiel). Für alle $\tau > \tau^*$ umfaßt der Ortskurvenbogen außerhalb des Einheitskreises den Einheitskreis völlig, und das geschlossene System ist instabil. Die Totzeit τ^* bildet also eine obere Schranke für den möglichen Wechsel von Stabilität und Instabilität bei wachsendem τ.

τ^* bestimmt sich aus der Beziehung

$$\Theta_2 + \omega_2\tau^* = \Theta_1 + \omega_1\tau^* - 2\pi \tag{9}$$

zu

$$\tau^* = \frac{\Theta_2 - \Theta_1 + 2\pi}{\omega_1 - \omega_2}. \tag{10}$$

Für Totzeiten $\tau < \tau^*$ müssen die Stabilitätsintervalle nach der Beziehung (8) bestimmt werden. Dabei wird ebenfalls ersichtlich, daß die Anzahl der Stabilitätsintervalle nicht beliebig groß sein kann; denn von einem bestimmten l an gilt nicht mehr $\tau_{k2}^{(l)} < \tau_{k1}^{(l+1)}$.

Die Bedingung dafür, daß die letztgenannte Beziehung erfüllt ist, ergibt sich aus der Ungleichung

$$\frac{-\Theta_2 + (2l+1)\pi}{\omega_2} < \frac{-\Theta_1 + [2(l+1)+1]\pi}{\omega_1} \tag{11}$$

zu

$$l < \frac{\pi(3\omega_2 - \omega_1) + \Theta_2\omega_1 - \Theta_1\omega_2}{2\pi(\omega_1 - \omega_2)}. \tag{12}$$

Der größte ganzzahlige Wert l, der diese Ungleichung befriedigt, charakterisiert das „letzte" Stabilitätsintervall bei steigendem τ.

1.2.3. Die Untersuchung des allgemeinen Falles, daß $\boldsymbol{C}_0$ mehrere Schnittpunkte mit $\boldsymbol{E}$ hat, läßt sich auf den eben behandelten Fall zweier Schnittpunkte zurückführen.

1.2.3.1. Die Anzahl der Schnittpunkte von $\boldsymbol{C}_0$ mit $\boldsymbol{E}$ ist gerade ($2k$), d. h., die Ortskurve beginnt innerhalb $\boldsymbol{E}$. Die Schnittfrequenzen stellt man zu Paaren ω_1^i und ω_2^i zusammen ($i = 1, \ldots, k$), so daß $|W_1(j\omega)| > 1$ in $\omega_1^i > \omega > \omega_2^i$ gilt. Die zugehörigen Winkel sind $\Theta_1^i = \Theta(\omega_1^i)$ bzw. $\Theta_2^i = \Theta(\omega_2^i)$. Für diese Frequenzpaare lassen sich nun die gleichen Überlegungen anstellen wie im vorhergehenden Fall

1.2.2, wenn man voraussetzen kann, daß $\Theta_1^i > \Theta_2^i$ gilt. Man kann k Totzeiten τ_i^* bestimmen, für die jeweils der zur Frequenz ω_1^i gehörige Punkt auf dem Einheitskreis den zur Frequenz ω_2^i gehörigen Punkt eingeholt hat. Es gilt

$$\tau_i^* = \frac{\Theta_2^i - \Theta_1^i + 2\pi}{\omega_1^i - \omega_2^i} \qquad i = 1, 2, \ldots, k \tag{13}$$

Der kleinste dieser Werte τ_i^* soll mit τ^* bezeichnet werden

$$\tau^* = \min_i \tau_i^* \tag{14}$$

τ^* ist eine obere Schranke für den möglichen Wechsel von Stabilität und Instabilität des geschlossenen Kreises, da für jedes $\tau > \tau^*$ die Kurve $\boldsymbol{C_0}$ den Einheitskreis $\boldsymbol{E}$ und damit auch den Punkt -1 umschlingt.

(Anmerkung: Wenn für ein oder mehrere Frequenzpaare mit $\omega_1^i > \omega_2^i$ der Fall auftritt, daß $\Theta_1^i < \Theta_2^i$ ist, so gelten die Gln. (13) und (14) in gleicher Weise. Die τ_i^* sind auch hier die Totzeitwerte, für die die außerhalb des Einheitskreises liegenden Ortskurvenbogen den Einheitskreis gerade einmal völlig umfassen).

1.2.3.2. Die Anzahl der Schnittpunkte von $\boldsymbol{C_0}$ mit $\boldsymbol{E}$ ist ungerade $(2k + 1)$, d. h. die Kurve $\boldsymbol{C_0}$ beginnt außerhalb $\boldsymbol{E}$. Das tritt dann ein, wenn das offene System I-Verhalten hat, bzw. wenn $|W_1(0)| > 1$ gilt. Im wesentlichen verlaufen die Überlegungen wie bei $2k$ Schnittpunkten, d. h. es werden die Paare von Schnittfrequenzen zusammengestellt, die ein Frequenzintervall begrenzen, für das $|W_1(j\omega)| > 1$ gilt, und für diese Frequenzpaare werden die τ_i^* $(i = 1, 2, \ldots, k)$ berechnet. Außerdem muß noch das Frequenzpaar $\omega = 0$ und ω_0 betrachtet werden, wobei ω_0 die kleinste Schnittfrequenz ist. Zu ω_0 gehört der Winkel Θ_0. Die diesem Frequenzpaar entsprechende Totzeit τ_0^* bestimmt sich zu

$$\tau_0^* = \frac{\pi - \Theta_0}{\omega_0} \qquad \text{[vgl. Gl. (5)]}\,. \tag{15}$$

Die obere Schranke für den möglichen Wechsel zwischen Stabilität und Instabilität wird hier ebenfalls nach Beziehung (14) bestimmt.

1.3. Für Frequenzen ω_B tritt zwischen $\boldsymbol{C_0}$ und $\boldsymbol{E}$ Berührung auf.

1.3.1. An der Berührungsstelle durchsetzt $\boldsymbol{C_0}$ nicht den Einheitskreis.

1.3.1.1. $\boldsymbol{C_0}$ verläuft in einer gewissen Umgebung von ω_B für $\omega < \omega_B$ und $\omega > \omega_B$ innerhalb $\boldsymbol{E}$. Dann befindet sich das geschlossene System für die kritischen Totzeiten

$$\tau_k = \frac{\pi - \Theta_B}{\omega_B} \qquad \Theta_B = \Theta(\omega_B) \tag{16}$$

an der Stabilitätsgrenze. Bei allen anderen τ wird das Stabilitätsverhalten des geschlossenen Systems nicht vom Vorhandensein solcher Berührungspunkte beeinflußt. Für die Bestimmung von τ^* sind lediglich die evtl. außerdem noch auftretenden Schnittfrequenzen maßgeblich.

1.3.1.2. $\boldsymbol{C_0}$ verläuft in einer gewissen Umgebung von ω_B für $\omega < \omega_B$ und $\omega > \omega_B$ außerhalb von $\boldsymbol{E}$. In diesem Fall muß ω_B bei der paarweisen Zusammenstellung der Schnittfrequenzen für die Berechnung von τ^* zweimal als „Schnittfrequenz" verwendet werden.

1.3.2. An der Berührungsstelle durchsetzt $\boldsymbol{C_0}$ den Einheitskreis, d. h. $\boldsymbol{C_0}$ verläuft in einer gewissen Umgebung von ω_B für $\omega < \omega_B$ innerhalb $\boldsymbol{E}$ und für $\omega > \omega_B$ außerhalb $\boldsymbol{E}$ oder umgekehrt. In diesem Fall ist ω_B bei der Bestimmung von τ^* genauso wie eine Schnittfrequenz zu behandeln.

2. Das geschlossene System ohne Totzeit ist instabil.

In diesem Fall tritt stets mindestens ein Schnittpunkt (oder evtl. gleichberechtigt ein Berührungspunkt mit Durchsetzung) von $\boldsymbol{C_0}$ mit $\boldsymbol{E}$ auf.

Liegt genau ein Schnittpunkt vor, so bleibt das geschlossene System auch bei beliebig großem τ stets instabil.

Im Fall mehrerer Schnittpunkte kann das geschlossene System mit Totzeit für bestimmte Totzeitintervalle stabil werden. Es gelten jedoch hier die gleichen Überlegungen wie für Systeme, die im geschlossenen Zustand ohne Totzeit stabil sind. Auch hier läßt sich aus der Beziehung (14) eine obere Schranke für den möglichen Wechsel von Instabilität und Stabilität bestimmen.

Treten Berührungsstellen ohne Durchsetzung auf, so gelten die gleichen Überlegungen wie unter Abschn. 1.3.1.

Zusammenfassung

1. Die Ortskurve $\boldsymbol{C_0}$ verläßt $\boldsymbol{E}$ nie. Treten keine Berührungsstellen auf, dann ist das geschlossene System bei beliebig großer Totzeit immer stabil. Im Fall der Existenz von Berührungsstellen gibt es Totzeiten τ_k, für die sich das geschlossene System an der Stabilitätsgrenze befindet. Für alle anderen Totzeiten ist das geschlossene System stabil.

2. Im Falle, daß $\boldsymbol{C_0}$ für bestimmte Frequenzintervalle außerhalb von $\boldsymbol{E}$ verläuft, kann ein Wechsel von Stabilität und Instabilität des geschlossenen Systems bei wachsender Totzeit möglich sein. Es existiert jedoch in diesem Falle immer eine obere Schranke $\tau^* \geqq 0$, so daß das geschlossene System für alle $\tau > \tau^*$ instabil ist.

Beispiel:

Gegeben sei

$$W_1(p) = \frac{K}{p^2 T^2 + 2\zeta T p + 1} \qquad \begin{array}{l} K = 0{,}5\,, \\ \zeta = 0{,}2\,, \\ T = 1\ \text{s}\,. \end{array}$$

Es liegen zwei Schnittpunkte der Kurve $\boldsymbol{C_0}$ mit $\boldsymbol{E}$ vor. Die Schnittfrequenzen und die zugehörigen Winkel bestimmen sich zu:

$$\omega_1 = 1{,}109\ \text{s}^{-1} \qquad \Theta_1 = 2{,}056 \mathrel{\hat{=}} 117{,}5°$$
$$\omega_2 = 0{,}781\ \text{s}^{-1} \qquad \Theta_2 = 0{,}677 \mathrel{\hat{=}} 38{,}67°$$

Die kritischen Totzeiten sind nach den Gln. (6) bzw. (7):

$$\tau_{k1}^{(0)} = 0{,}98\ \text{s} \qquad \tau_{k2}^{(0)} = 3{,}16\ \text{s}$$
$$\tau_{k1}^{(1)} = 6{,}65\ \text{s} \qquad \tau_{k2}^{(1)} = 11{,}21\ \text{s}$$
$$\tau_{k1}^{(2)} = 12{,}32\ \text{s} \qquad \tau_{k2}^{(2)} = 19{,}26\ \text{s}$$
$$\tau_{k1}^{(3)} = 17{,}99\ \text{s} \qquad \tau_{k2}^{(3)} = 27{,}31\ \text{s}$$

Als obere Schranke für den möglichen Wechsel zwischen Stabilität und Instabilität ergibt sich aus Gl. (10) $\tau^* = 14{,}95$ s. Das System ist in den folgenden Totzeitintervallen stabil:

$$0 \leqq \tau < 0{,}98\ \text{s}$$
$$3{,}16\ \text{s} < \tau < 6{,}65\ \text{s}$$
$$11{,}21\ \text{s} < \tau < 12{,}32\ \text{s}$$

Im Bild 5 sind die Ortskurven $\boldsymbol{C_\tau}$ für Totzeitwerte dargestellt, die die einzelnen Intervalle mit unterschiedlichem Stabilitätsverhalten repräsentieren. Bild 4 zeigt die Ortskurve für $\tau = 0$.

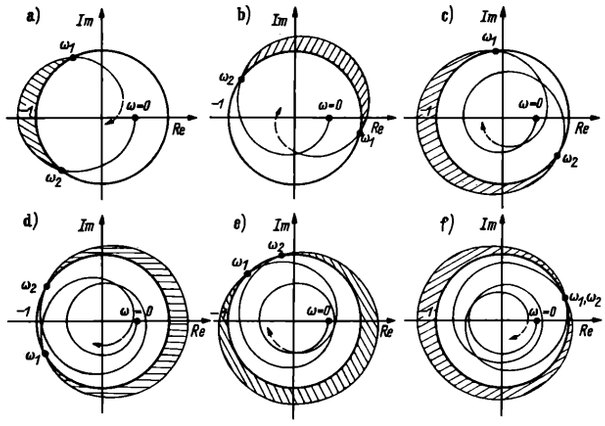


Bild 5. Ortskurven des Frequenzganges eines aufgeschnittenen Systems mit Totzeit

a) $\tau = 2$ s, geschlossenes System instabil; b) $\tau = 4$ s, geschlossenes System stabil; c) $\tau = 8$ s, geschlossenes System instabil; d) $\tau = 11{,}8$ s, geschlossenes System stabil; e) $\tau = 13$ s, geschlossenes System instabil; f) $\tau = \tau^* = 14{,}95$ s, geschlossenes System instabil

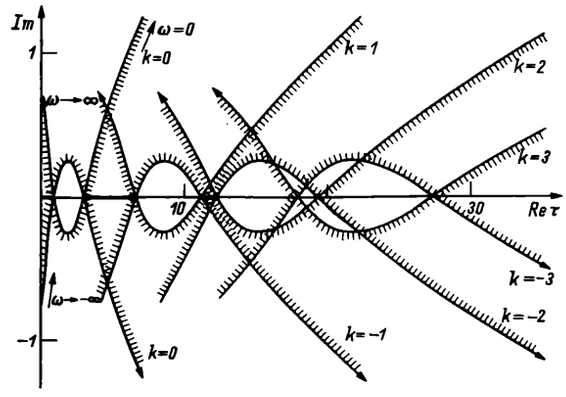


Bild 6. D-Zerlegung bezüglich des Parameters τ für ein Totzeitsystem

Einen Überblick über das Stabilitätsverhalten des vorgegebenen Systems bei wachsender Totzeit erhält man auch, wenn man das Verfahren der D-Zerlegung [2] bezüglich des Parameters τ anwendet. Aus der charakteristischen Gleichung des geschlossenen Systems

$$T^2 p^2 + 2\zeta T p + 1 + K e^{-p\tau} = 0$$

ergibt sich

$$= -\frac{1}{p} \ln - \frac{T^2 p^2 + 2\zeta T p + 1}{K}.$$

Mit $p = j\omega$ und den speziellen Zahlenwerten folgt daraus

$$\bar{\tau} = \frac{1}{\omega}(- \operatorname{Arg}[(\omega^2 - 1) - j \cdot 0{,}4\,\omega] + 2k\pi) +$$

$$+ \frac{j}{\omega} \cdot \ln 2\sqrt{(\omega^2 - 1)^2 + (0{,}4\,\omega)^2}$$

$$-\pi < \operatorname{Arg} z \leqq +\pi, \qquad k = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots,$$

Zeichnet man für das Beispiel die Kurven der D-Zerlegung in der rechten τ-Halbebene auf, so ergibt sich die Darstellung von Bild 6. Die Stabilitätsintervalle auf der positiven reellen τ-Achse sind markiert. Man erkennt sofort, daß ihre Anzahl beschränkt ist.

Literatur

[1] *Popov, E. P.:* Dynamik automatischer Regelsysteme. Berlin: Akademie-Verlag 1958.

[2] *Solodovnikov, V. V.:* **Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования. Книга I, 2.** (Technische Kybernetik. Theorie der selbsttätigen Regelung. Band 1, 2). Moskau, Masinostroenije 1967.

[3] *Solodownikow, W. W.:* Grundlagen der selbsttätigen Regelung (Teil I). Berlin und München: VEB Verlag Technik und R. Oldenbourg Verlag 1958.

[4] *Voronov, A. A.:* **Основы теории автоматического управления.** (Grundlagen der Theorie der selbsttätigen Regelung). Moskau, Leningrad: Energija 1966.

msr 3261

Anschrift der Verfasserin:

Hannelore Hinkel, Dipl.-Math., Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der DAW zu Berlin, Bereich Technische Kybernetik, 8027 Dresden, Haeckelstr. 20.

R. KOSBAHN und F. W. GARBRECHT

Verfahren zur Identifikation von zeitvarianten, linearen, dynamischen Übertragungssystemen

IA 2.3.1.0

Es gibt zahlreiche Verfahren zur Aufstellung verschiedener Regelalgorithmen. Dabei wird fast immer von der das Zeitverhalten des Systems charakterisierenden Differentialgleichung ausgegangen. Hier wird ein Verfahren angegeben, mit dem sich die Ordnung des Systems bestimmen läßt. Weiterhin werden zwei Methoden aufgezeichnet, mit denen die Parameter der charakteristischen Differentialgleichung errechnet werden können.

Einleitung

Bei DDC gesteuerten Prozessen bietet der Prozeßrechner die Möglichkeit, über den verwendeten Regelalgorithmus aus den gemessenen Abweichungen der Regelgröße von der Führungsgröße den oder die Stellwerte mit sehr großer Genauigkeit zu errechnen. Voraussetzung hierfür ist, daß das mathematische Modell der Strecke, von dem ausgehend der Regelalgorithmus aufgestellt wird, das zeitliche Verhalten des Prozesses sehr genau charakterisiert. Wird der Regelalgorithmus, ausgehend von den Daten einer unvollkommenen und ungenauen Systemidentifikation, abgeleitet kann die große Rechengenauigkeit eines Prozeßrechners nur unzureichend genutzt werden.

Die beiden im folgenden aufgezeichneten Verfahren erlauben die Identifikation von vorhandenen dynamischen Systemen auf Grund von Meßwerten der Eingangsgröße und der Ausgangsgröße (Bild).

Es muß dabei vorausgesetzt werden, daß die betrachteten Systeme zeitinvariant und linear sind. Für das erste Ver-

fahren müssen Eingangs- und Ausgangsfunktion linear sein (Bestimmung der Systemparameter unter Benutzung von Ausgleichparabeln, Abschn. 2). Die zweite Methode benötigt nur eine stetige Ausgangsfunktion, während die Eingangsfunktion sowohl stetig als auch unstetig (Sprungfunktion) sein kann (Bestimmung der Systemparameter allein unter Benutzung von Meßwerten, Abschn. 3).

Bild. Zeitinvariantes Übertragungssystem

1. Bestimmung der Ordnung des Systems

Das Zeitverhalten für ein lineares, zeitinvariantes Übertragungssystem m-ter Ordnung, wie es im Bild dargestellt ist, ist durch folgende Differentialgleichung gegeben:

$$a_m y^{(m)} + \cdots + a_1 y^{(1)} + a_0 y = u \tag{1}$$

mit

$$y = f(t) \quad \text{und} \quad u = g(t).$$

Die Funktionen $y^{(1)} \ldots y^{(m)}$ stellen die erste bis m-te Ableitung der Funktion $y = f(t)$ dar.

Da im allgemeinen nicht bekannt ist, welcher Ordnung das zu identifizierende System ist, soll zunächst ein Verfahren angegeben werden, mit dem diese bestimmt werden kann. Dazu sind von der Ausgangsfunktion $y = f(t)$ die erste bis n-te Ableitung zu ermitteln, wobei $n > m$ sein muß. Der Zeitpunkt t, zu dem die Differentialquotienten gehören, ist kurz nach Aufschalten einer Störung zu wählen. Die Werte $y^{(1)} \ldots y^{(n)}$ sind in folgende Matrix einzusetzen:

$$\begin{vmatrix} y^{(1)} & y^{(2)} & \ldots & y^{(n)} \\ y^{(2)} & y^{(3)} & \ldots & 0 \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ y^{(n-1)} & y^{(n)} & \ldots & 0 \\ y^{(n)} & 0 & \ldots & 0 \end{vmatrix} = \underline{D}. \tag{2}$$

Aus $\underline{D}$ ist die Matrix $\underline{D} \cdot \overline{\underline{D}}$ zu bilden. ($\overline{\underline{D}}$ ist die transponierte Matrix von $\underline{D}$.) Theoretisch ist die det $(\underline{D}\,\overline{\underline{D}})$ solange Null, solange $n > m$ ist [1]. Bei $m = n$ wird det $(\underline{D}\,\overline{\underline{D}})$ größer als Null. In der Praxis treten erfahrungsgemäß Meßfehler, Aufrundungsfehler bei der Rechnung usw. auf. Deshalb kann z. B. ein Überschreiten von 10^{-3} als Kriterium für die Ordnung des Systems gewählt werden. Für die praktische Rechnung ist die Ordnung n der Matrix $\underline{D}$ solange jeweils um 1 zu erniedrigen, bis der kritische Wert gerade überschritten wird. Jetzt stimmt der Rang n der Matrix $\underline{D}$ mit der Ordnung m des Systems überein.

2. Bestimmung der Systemparameter unter Benutzung von Ausgleichsparabeln

Die stetige Ausgangsfunktion $y = f(t)$ und die stetige Eingangsfunktion $u = g(t)$ seien jeweils durch K Funktionswerte (Meßwerte) $y_k = f(t_k)$ und $u_k = g(t_k)$ $(k = 1, \ldots, K)$ gegeben. Die Funktionen sollen durch Polynome der Art

$$\left.\begin{aligned} y = f(t) &= A_n t^n + \cdots + A_1 t + A_0 \\ \text{und} \\ u = g(t) &= B_n t^n + \cdots B_1 t + B_0 \end{aligned}\right\} \tag{3}$$

angenähert werden. Es muß $K > n + 1$ sein. Die Berechnung der Koeffizienten erfolgt nach der Methode des kleinsten Fehlerquadrates. Dabei wird das Quadrat der Abweichungen zwischen den Meßwerten und den durch die zu errechnende Funktion gegebenen Ordinatenwerten zum Minimum gemacht [2]. Ist zum Zeitpunkt des Ansatzes des Ausgleichspolynoms die Ordnung des dynamischen Systems noch unbekannt, ist n so zu wählen daß es mit Sicherheit größer als m ist. Von dem Ausgleichpolynom für y sind dann die Ableitungen zu bilden. Mit diesen ist nach dem im Abschn. 1 geschilderten Verfahren die Ordnung m des Systems zu bestimmen. Zur Berechnung der Koeffizienten $a_0 \ldots a_n$ in Gl. (1), wodurch das Zeitverhalten des Systems eindeutig bestimmt ist, werden von der Funktion y die ersten m Ableitungen gebildet. Diese werden zusammen mit den Funktionen y und u in Gl. (1) eingesetzt. Durch Vergleich der Koeffizienten vor den einzelnen Potenzen von t ergibt sich ein lineares Gleichungssystem, das sich in folgende Matrizengleichung überführen läßt:

$$\begin{vmatrix} A_0 & A_1 & \ldots & A_m \\ A_1 & A_2 & \ldots & 0 \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ A_{m-1} & A_m & \ldots & 0 \\ A_m & 0 & \ldots & 0 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{m-1} \\ a_m \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ B_{m-1} \\ B_m \end{vmatrix}.$$

Daraus errechnen sich die gesuchten Koeffizienten zu:

$$\begin{vmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{m-1} \\ a_m \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_0 & A_1 & \ldots & A_m \\ A_1 & A_2 & \ldots & 0 \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ A_{m-1} & A_m & \ldots & 0 \\ A_m & 0 & \ldots & 0 \end{vmatrix}^{-1} \cdot \begin{vmatrix} B_0 \\ B_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ B_{m-1} \\ B_m \end{vmatrix}.$$

3. Bestimmung der Systemparameter unter Benutzung von Meßwerten

Die Ordnung des zu identifizierenden Systems kann wieder nach dem im Abschn. 1 beschriebenen Verfahren bestimmt werden. Die erforderlichen Ableitungen dafür können durch automatische Differentiation der Ausgangsfunktion (nicht empfehlenswert) oder durch grafische Differentiationsverfahren bestimmt werden. Wenn eine Ausgleichsrechnung vorgenommen wird, können die Ableitungen auch daraus entnommen werden.

Gleichung (1) gilt für jede Zeit t. In ihr sind $m + l$ Unbekannte. Um diese zu bestimmen, sind Funktionsmeßwerte zu $m + l$ Zeitpunkten von Eingangs- und Ausgangsfunktion erforderlich. Zusätzlich sind von der Ausgangsfunktion noch zu den $m + l$ Zeitpunkten jeweils die erste bis m-te Ableitung nötig. Da bei diesem Verfahren keine Ausgleichsrechnung benötigt wird, wobei Unstetigkeitsstellen nicht vorkommen dürfen, und auch keine Ableitungen der Eingangsfunktion erforderlich sind, können am Eingang auch Sprungfunktionen o. ä. aufgegeben werden. Für ein System

m-ter Ordnung ergeben sich somit folgende Gleichungen:

$$a_m y^{(m)}(t\,1) + \cdots + a_1 y^{(1)}(t\,1) + a_0 y(t\,1) = u(t\,1)$$
$$a_m y^{(m)}(t\,2) + \cdots + a_1 y^{(1)}(t\,2) + a_0 y(t\,2) = u(t\,2)$$
$$\vdots$$
$$a_m y^{(m)}(t\,m) + \cdots + a_1 y^{(1)}(t\,m) + a_0 y(t\,m) = u(t\,m)$$
$$a_m y^{(m)}(t\,m+1) + \cdots + a_1 y^{(1)}(t\,m+1) + a_0 y(t\,m+1) = u(t\,m+1)$$

Das obige System von $m + 1$ linearen Gleichungen läßt sich durch folgende Matrizenoperation lösen:

$$\begin{vmatrix} a_m \\ a_{m-1} \\ \vdots \\ a_1 \\ a_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} y^{(m)}(t\,1) & \cdots & y(t\,1) \\ \vdots & & \vdots \\ y^{(m)}(t\,m+1) & \cdots & y(t\,m+1) \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} u(t\,1) \\ \vdots \\ u(t\,m+1) \end{vmatrix}.$$

Schlußbetrachtung

Überall dort, wo in der Praxis konventionelle Regeleinrichtungen durch einen Prozeßrechner ersetzt werden sollen, tritt die Frage auf, welcher Regelalgorithmus ist zu verwenden und wie sind seine Parameter zu wählen. Um diese Fragen zu beantworten, ist es erforderlich, genaue Informationen über das Zeitverhalten der Regelstrecke zu haben.

In dieser Arbeit ist aufgezeichnet, wie die Ordnung eines solchen Systems bestimmt werden kann. Ferner sind zwei Verfahren angegeben, mit denen die Parameter der linearen Differentialgleichung berechnet werden können, die das Zeitverhalten der Strecke beschreibt. Die beschriebenen Methoden sind überall dort anwendbar, wo bei einem vorhandenen Prozeß das genaue Zeitverhalten ermittelt werden soll. Dabei sollte die Regelung kurzzeitig ausgeschaltet werden, und der Prozeß sollte nach Aufschalten einer Störung sich für die Zeit der Meßdatenaufnahme selbst überlassen bleiben. Zweckmäßigerweise sind die Rechnungen beim gleichen System für verschiedene Störaufschaltungen durchzuführen und die Ergebnisse statistisch auszuwerten.

Literatur

[1] *Lee, R. C. K.:* Optimal Estimation, Identification and Control. M. I. T. Press 1964.

[2] *Zurmühl, R.:* Praktische Mathematik für Ingenieure und Physiker. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer-Verlag 1965.

msr 3212

Anschriften der Verfasser:

R. Kosbahn, Dr. rer. nat., 4018 Langenfeld/Rhld., Kolpingstr. 6, und *Fr.-W. Garbrecht*, Dipl.-Ing., 4000 Düsseldorf-Wersten, Burgenlandweg 9.

H. KIRST

Nichtlineare Übertragungsglieder – Ansprechempfindlichkeit und Hysterese für 2 Variable

1A 2.3.2

Einleitung[1])

Es wird eine Schaltung beschrieben, die es gestattet, Ansprechempfindlichkeit und Hysterese in Abhängigkeit von 2 Eingangsgrößen zu erzeugen, wobei die Ansprechgrenzen sich mit der Betragssumme der beiden Eingangsvariablen ändern.

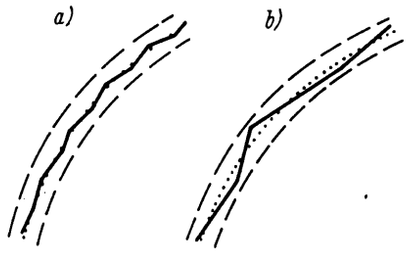
Diese Schaltung ist Bestandteil halbautomatischer Präzisionsmeßgeräte (Meßprojektoren), die im unter [1]) genannten Institut entwickelt wurden und zur präzisen Vermessung fotografierter Elementarteilchenspuren dienen [1]. Die Elementarteilchenspuren, die auf dem Film als aus vielen Punkten zusammengesetzte Kurven unterschiedlicher Krümmung auftreten und eine beliebige Lage und Richtung einnehmen können, sind nun beim Meßvorgang von einem Meßlaboranten über eine kleine Lochblende zu fahren. Innerhalb dieser Lochblendenöffnung erfolgt die automatische Vermessung der Koordinaten mit Hilfe der sog. Feinabtastung [2]. Die Feinabtastung wird nur in den Richtungen X und Y vorgenommen. Zur Gewährleistung der erforderlichen Meßgenauigkeit muß der Winkel zwischen Abtastrichtung und Spur stets $\geqq 45°$ sein. Die Umschaltung auf die erforderliche Abtastrichtung geschieht durch ein Spurrichtungssignal, das durch Messung der Spurrichtung gewonnen werden könnte. Jedoch werden, um diese zusätzliche Messung zu vermeiden, hierzu die Geschwindigkeitskomponenten v_x und v_y der Bewegung des Filmes zusammen mit dem Filmtisch beim Meßvorgang bzw. die hierzu proportionalen Tachospannungen u_x und u_y benutzt.

Die Richtung der Elementarteilchenspur und die der Fahrspur (Bild 1) stimmen nicht genau überein. Infolge der Nachführung seitens des Meßlaboranten treten abwechselnd zu kleine und zu große Winkel auf. Das ist nicht störend, solange die Spurneigung in der Nähe von 0° oder 90° liegt. Im Fall einer unter 45° verlaufenden Teilchenspur würde das aus den Tachospannungen gewonnene binäre Richtungssignal ständig zwischen 0 und L hin- und herspringen und zu ständigen Umschaltungen und Datenausdrucken führen. Das Einfügen eines Übertragungsgliedes mit Hysterese schafft hier Abhilfe. Die erforderliche Breite $\Delta\varphi°$ der Hysterese muß durch Versuche ermittelt werden. Sie muß im Winkel konstant sein (Bild 2), da die maximalen Winkelabweichungen zwischen Teilchenspur und Fahrspur ebenfalls etwa konstant für alle Fahrgeschwindigkeiten bleiben (Bild 1). Im Bild 3 sind diese Eigenschaften noch einmal über dem Winkel aufgetragen dargestellt.

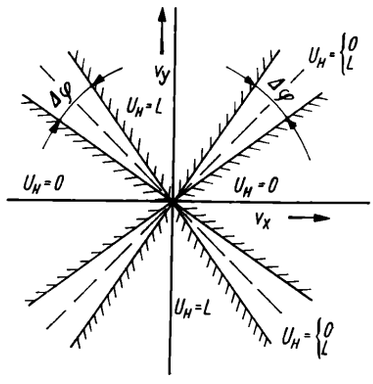
1. Ableitung der Gleichung der Ansprechgrenzen

Die Geschwindigkeitskomponenten des Filmtisches in x- und y-Richtung stehen in Form positiver Tachospannungen

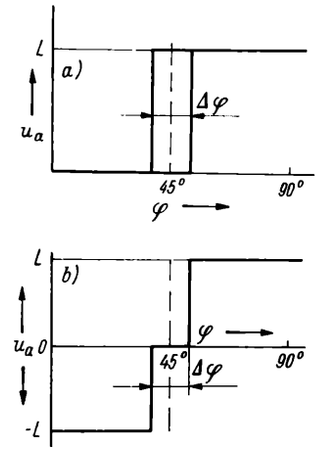
[1]) Mitteilung aus dem Institut für Hochenergiephysik der Sektion Physik der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin.



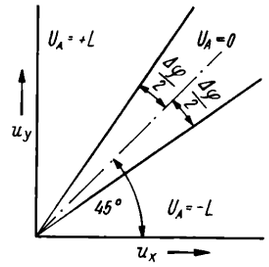
1



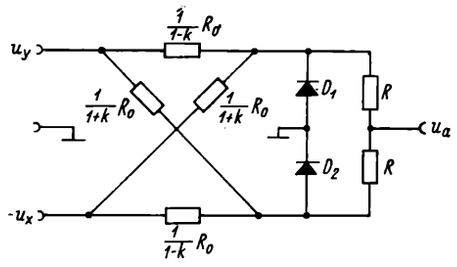
2



3



4



5

u_x und u_y zur Verfügung. Damit kann die Betrachtung auf den I. Quadranten beschränkt bleiben (Bild 4).

Aus der Forderung, daß die Hystereseschleife die Breite $\Delta\varphi° = \text{const}$ haben soll, folgt, daß sich die Breite der Hysterese bzw. der Abstand der Ansprechgrenzen mit Vergrößerung der geschwindigkeitsproportionalen Tachospannungen u_x und u_y ebenfalls vergrößern muß.

Analytisch lassen sich die Geraden der Ansprechgrenzen des Übertragungsgliedes Ansprechempfindlichkeit [3] durch den Ausdruck

$$u_y = \tan\left(45° \pm \frac{\Delta\varphi}{2}\right) u_x \tag{1}$$

beschreiben. Mit

$$\tan\frac{\Delta\varphi}{2} = k \tag{2}$$

erhält man daraus nach Umformung

$$u_y = \frac{1 \pm k}{1 \mp k} u_x \,. \tag{3}$$

Diese Gleichung liefert

$$u_y (1 \mp k) - u_x (1 \pm k) = 0 \tag{4}$$

oder auch

$$\frac{u_y - u_x}{u_y + u_x} = \pm k \,. \tag{5}$$

Die Deutung der Gl. (5) für die Ansprechgrenzen erlaubt den Schluß, daß die Differenz der beiden Tachospannungen sich proportional mit der Summe dieser Spannungen vergrößern muß.

Bild 1. Die beim Durchfahren einer Teilchenspur (...) durch die Lochblende entstehende Fahrspur (———). Die max. Winkelabweichung zwischen Teilchen- und Fahrspur bleibt etwa konstant. Gestrichelte Linie: Toleranzbereich (gleich Durchmesser der Lochblende)

a) niedrige, b) hohe Fahrgeschwindigkeit

Bild 2. Geforderte Hysteresebereiche mit der Breite $\Delta\varphi°$

Bild 3. Geforderte Kennlinien der zu entwickelnden nichtlinearen Übertragungsglieder als Funktion des Fahrtrichtungswinkels φ

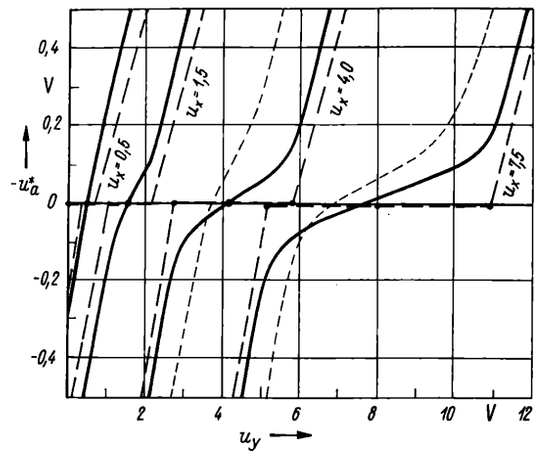
a) Kennlinie der Hysterese u_H, b) Kennlinie der Ansprechempfindlichkeit u_A

Bild 4. Zur Ableitung der Gleichungen der Ansprechgrenzen
u_A Ausgangsspannung eines Übertragungsgliedes (Ansprechempfindlichkeit)

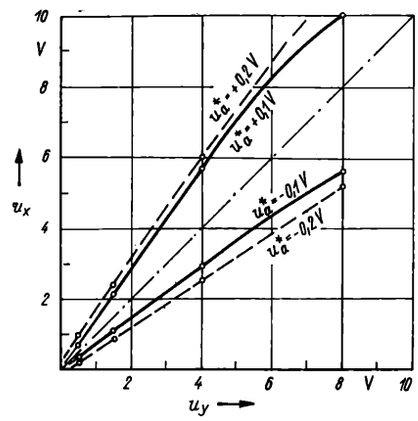
Bild 5. Netzwerk zur Erzeugung der Ansprechempfindlichkeit für 2 Eingangsvariable

2. Elektrische Schaltung der Ansprechempfindlichkeit

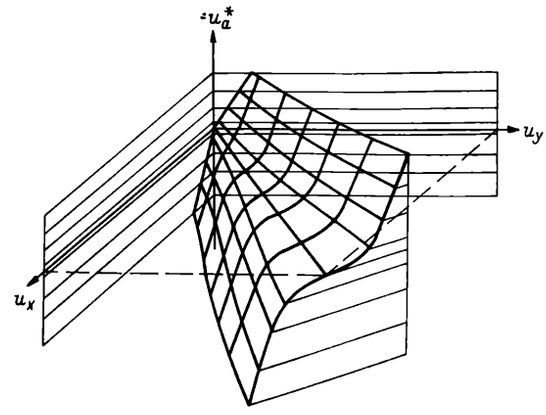
Aus Gl. (4) läßt sich leicht die elektrische Schaltung der Ansprechempfindlichkeit für 2 Variable ableiten: Faßt man die bei den Spannungen u_x und u_y stehenden Klammerausdrücke als reziproke bezogene Widerstände auf, so kann man (mit den beiden Vorzeichen von k) 2 Spannungsteiler aufbauen (Bild 5), die der Gl. (4) genügen, d. h. die Ausgangsspannung 0 liefern, wenn u_x und u_y Werte auf den Geraden der Ansprechgrenzen sind. Der obere Spannungsteiler, der der oberen Ansprechgeraden im Bild 4 entspricht, soll außerdem noch positive Spannungen in dem oben anschließenden Gebiet sowie die Spannung 0 im Gebiet zwischen den beiden Ansprechgeraden liefern. Dies wird durch Einfügen der Diode *D1* erreicht (Bild 5). Umgekehrt soll der Spannungsteiler unterhalb der unteren Ansprechgeraden negative Spannungen und zwischen den Ansprechgeraden ebenfalls die Spannung 0 liefern. Das wird durch die Diode *D2* erreicht. Beide Spannungsteiler werden über Summierwiderstände R zusammengefügt.



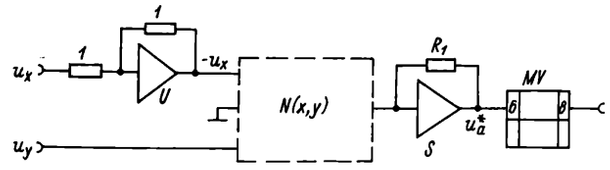
6



7



8



9

Bild 6. Ausgangsspannung u_a^* des Netzwerkes, gemessen hinter einem nachgeschalteten, 180° phasendrehenden Summierverstärker nach Bild 9, mit $R_1 = R + R_0/2$ als Funktion der Eingangsgröße u_y Eingangsgröße; u_x Parameter

– – – – errechneter Verlauf (bei idealisierten Dioden)

——— gemessener Kurvenverlauf bei Benutzung von Golddrahtdioden OA 780

– – – – gemessener Kurvenverlauf bei Benutzung von Silizium-Flächendioden OA 902

Bild 7. Gemessene Äquipotentiallinien der Ausgangsspannung des Gliedes Ansprechempfindlichkeit als Funktion der Eingangsgrößen u_x und u_y

Bild 8. Räumliche Darstellung der Ausgangsspannung des Gliedes Ansprechempfindlichkeit in Abhängigkeit von 2 Eingangsvariablen

Bild 9. Signalflußplan des Hysteresegliedes für 2 Variable

U Umkehrverstärker, *S* Summierverstärker, $N(x, y)$ nichtlineares Netzwerk, *MV* bistabiler Multivibrator

3. Meßergebnisse

Als Meßergebnisse erhält man für die Ausgangsspannung, aufgetragen über einer Eingangsspannung (die zweite Eingangsspannung wird konstant gehalten), die im Bild 6 für den Fall $k = 0{,}188$ dargestellten Kurven. Weitere Schaltungsparameter waren: $R_0 = 6{,}65\ \text{k}\Omega$, $R = 24\ k\Omega$, $R_1 = R + R_0/2$ (Bild 9). Die schlechte Übereinstimmung der gemessenen mit den errechneten Werten bei Verwendung von Siliziumflächendioden ist in der höheren Kniespannung derselben begründet.

Schneidet man die ausgezogenen Linien von Bild 6 durch parallel zu u_y verlaufende Geraden, so erhält man die im Bild 7 aufgetragenen Kurven u_x über u_y mit $u_a^* = \text{const}$ als Parameter, die im wesentlichen dem im Bild 4 grafisch dargestellten geforderten Verlauf entsprechen.

Bild 8 schließlich gibt eine Vorstellung des räumlichen Verlaufs der Ansprechempfindlichkeit für 2 Variable.

4. Erweiterung zur Hysterese

Aus der Ansprechempfindlichkeit für 2 Variable gewinnt man das entsprechende Hystereseglied durch Nachschalten eines bistabilen Multivibrators hinter das Netzwerk der Ansprechempfindlichkeit. Bild 9 zeigt den Signalflußplan mit eingefügtem Umkehrverstärker im Eingang und Summierverstärker zwischen Netzwerk und bistabilem Multivibrator (für den z. B. der Baustein 1 Z 33 des TRANSLOG-systems benutzt werden kann. R_1 ist für den vorliegenden Fall etwa 400 kΩ zu wählen).

Die Meßergebnisse unterscheiden sich von denen des Bildes 7 insofern, daß als Ausgangsspannungen unterhalb der unteren Ansprechgeraden 0 V und oberhalb der oberen Ansprechgeraden −12 V auftreten (≙ L), und daß im Gebiet zwischen den beiden Ansprechgrenzen die Ausgangsspannung den Wert beibehält, der als letzter vorherrschte. Das Hystereseglied weist somit die im Bild 3 geforderten Eigenschaften auf.

Literatur

[1] *Kirst, H., K. Kuhn, H. Lippold, G. Novatzky, R. Pose, Thom* und *P. Hein:* Meßprojektor für die Bearbeitung von Blasenkammeraufnahmen (in russisch). pribori i technika eksperimenta (1968) H. 4, S. 46–48.

[2] *Kirst, H.:* Optischer Strahlengang und automatische Feinabtastung des Zeuthener Meßprojektors ZMP (erscheint demnächst in pribori i technika eksperimenta).

[3] *Korn, G.,* und *Th. Korn:* Elektronische Analogierechenmaschinen. Berlin: VEB Verlag Technik 1961.

msr 3194

Anschrift des Verfassers:

H. Kirst, Dipl.-Ing., 1613 Wildau, Straße des Friedens 9.

ELEKTRONISCHE RÖHREN

PHOTOZELLEN
KORONA-STABILISATOREN
XENON-IMPULSLAMPEN
SIGNAL-GLIMMLAMPEN

DGL

PRESSLER LEIPZIG

MÖRZ

SYNCHRON-MOTOREN

für die **Automatisierung,**

Meß-, Regelungs- und

Steuerungstechnik

Erwin Mörz K.-G.

Feinmechanische Werkstätte

68 Saalfeld/Saale

Pößnecker Str. 46

Ruf: Saalfeld/Saale 2853/54

automatisierungs-praxis

für Grundlagen, Gerätebau und Betriebserfahrungen der BMSR-Technik

Inhaltsverzeichnis

März 1970

Historisches aus der Meß- Steuerungs- und Regelungstechnik (5) 42
Von *H. Ludwig*, Pirna

IS-70 — ein elektronisches System der Bauart WSSB zur Steuerung industrieller Anlagen 44
Von *H. Wegemund*, Berlin

Elektronischer Regler mit ursamat-Schaltverstärker zur automatischen Lenkung von Fahrzeugen entlang einer Leitlinie 45
Von *B. Schernes*, Berlin

Aufsätze

Aufbau und Erprobung von Laborleitfähigkeitsmeßgeräten 47
Von *H. Gatzmanga, J. Breier* und *H. Kathe*, Köthen

Analogiebetrachtung zwischen Stellventil und Elektronenröhre 50
Von *H. Röner*, Leipzig

Einsatz des Prozeßrechners DNEPR in der Chlor-Wasserstoff-Produktion (Teil III) 53
Von *R. Hofmann*, Dresden

Direkte C-Potentialmessung und -regelung von Trägergasatmosphären für die Gasaufkohlung ● 57
Von *H. Weißgerber* und *H. Krauß*, Karl-Marx-Stadt

Der Teil „automatisierungspraxis" dient der Qualifizierung der technischen Kader, den allseitigen Betriebserfahrungen mit installierten BMSR-Anlagen sowie den spezifischen Querschnittsfragen der Fachgebiete Meßtechnik, Prozeßüberwachung und automatische Steuerungstechnik. Hier werden in erster Linie Antworten auf die wesentlichen Fragen der Grundlagen der BMSR-Technik, des Gerätebaus und der Praxis der Automatisierungstechnik gegeben. Einen angemessenen Umfang räumt die „automatisierungspraxis" der Vorstellung neuentwickelter und produzierter Geräte aus der Industrie ein, die dem Anwender Hinweise für Wartung und Instandhaltung von Geräten und kompletten Einrichtungen geben, mit dem Ziel, Meß- und Regelungsmechaniker heranzubilden, die den Reparaturdienst selbst ausführen können. Speziell bei der Publizierung von Betriebserfahrungen kommerzieller Geräte soll hier eine breite Diskussionsebene für einen praktisch-technischen Meinungsstreit geschaffen werden.

180 Jahre Drehzahlregler für Kraftmaschinen

In der Geschichte der Regelungstechnik nimmt der Name *James Watt* einen hervorragenden Platz ein. Er reichte 1788 in England ein Patent auf einen Fliehkraftregler für die Regelung der Drehzahl einer Kolbendampfmaschine ein (Bild 1). Diese Erfindung des Schotten besaß folgende Merkmale:

- die Fliehkraft umlaufender Massen (Pendel) wird bei Änderung der Drehzahl in eine Hubbewegung (Muffenhub) umgeformt;
- als Gegenkraft für die Fliehkraft der Pendel dient die Pendelmasse und die Gewichtskraft der Muffe;
- die kinematische Verbindung zwischen der Pendelmasse und der Muffe wird durch ein Schubkurbelgetriebe so hergestellt, daß sich in einem bestimmten Drehzahlbereich ein statischer Zusammenhang zwischen Drehzahl und Muffenhub ergibt;
- die Verstellung des Dampfeinlaßorgans erfolgt direkt durch die Muffenbewegung bzw. über zwischengeschaltete Hebel.

Diese Ausführung der Drehzahlregler war im Prinzip auch noch nach über 100 Jahren bei den Kraftmaschinen anzutreffen. Eine wesentliche Weiterentwicklung trat durch die Einführung von sogenannten Federreglern ein. Dabei wurde die Gewichtskraft weitestgehend durch eine Federbelastung ersetzt (Bild 2). Der damit verbundene Vorteil bestand vor allem in der Möglichkeit für die Realisierung eines kleineren Proportionalbereiches. Dadurch waren Verbesserungen in der Regelgüte (verringerte Regelungsdauer und kleinere Überschwingweite) erreichbar. Diese Ausführung erforderte einige grundsätzliche Veränderungen in der Auslegung und Gestaltung der Drehzahlregler. Es waren dies vor allem: höhere Drehzahlen, konsequente Vermeidung der Gewichtskraft und Ausführung einer kinematischen Verbindung zwischen den Schwungkörpern, die einen großen Abstand der Schwungmassenmittelpunkte von der Drehachse und einen kleinen Ausschlag der Schwungkörper ermöglicht.

Es dauerte 80 bis 90 Jahre, ehe die Erfindung von *James Watt* auch theoretisch durchdrungen wurde [1] [2]. Bis dahin waren auch nur getrennte statische Betrachtungen für Regler und Kraftmaschine üblich. Von großer Bedeutung dieser Arbeiten ist deshalb die Tatsache, daß erstmalig das dynamische Verhalten von Regelstrecke und Regler im geschlossenen Regelkreis untersucht wurde.

Die „Federregler" wurden wie die „Gewichtsregler" für die direkte Verstellung der Dampf- bzw. Wasser-Einlaßorgane der Dampfmaschinen, Wasser- und Dampfturbinen ausgebildet. Die Entwicklung der Kraftmaschinen führte indes zu immer größeren Leistungseinheiten. Damit war eine Vergrößerung der durch die Regler aufzubringenden Stellkräfte verbunden. Für eine hohe Regelgüte ist eine geringe Masse des Reglers von ausschlaggebender Bedeutung. Große Stellkräfte verlangen aber bei den Drehzahlreglern ohne Hilfsenergie große Schwungmassen. Diese sich widersprechenden Forderungen ließen eine optimale Lösung der Regelungsaufgabe bei den Kraftmaschinen mit den bisherigen Reglerausführungen nicht mehr zu. Diese Tatsache führte gegen Ende des XVIII. Jahrhunderts zur Entwicklung von Drehzahlreglern mit Hilfsenergie. Damit wurde der zweite bedeutende Entwicklungsabschnitt der Regeleinrichtungen für Kraftmaschinen eingeleitet.

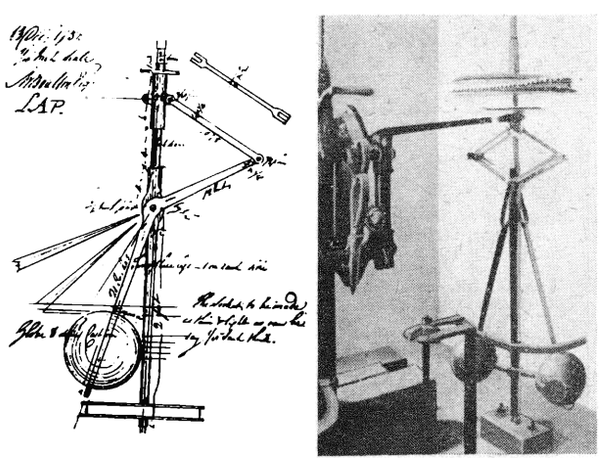


Bild 1. Drehzahlregler von *J. Watt*
links: Skizze einer Hälfte des Drehzahlreglers aus der Patentschrift von *J. Watt* aus dem Jahr 1788;
rechts: Nachbildung des Drehzahlreglers von *J. Watt* (Deutsches Museum, München)

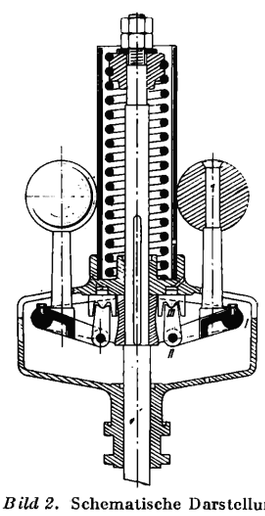


Bild 2. Schematische Darstellung eines sog. Federreglers [3] (links)

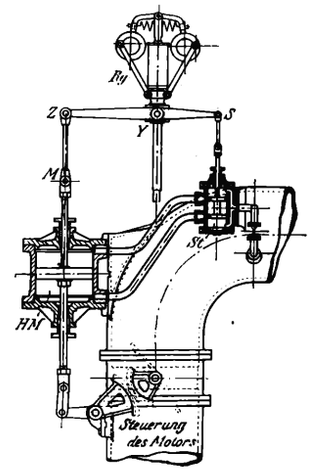


Bild 3. Schematische Darstellung eines Drehzahlreglers mit Hilfsenergie (starre Rückführung) [3]

Naheliegend war zunächst, die zur Verstellung der Einlaßorgane von Wasser oder Dampf notwendige Energie direkt auf mechanischem Wege von der Kraftmaschine abzuleiten. Dazu benutzte man Riemenwendegetriebe, mechanische Kuppeleinrichtungen oder hydraulische Kupplungen. Diese Ausführungen besaßen einen komplizierten Aufbau, und mit ihnen ließen sich keine ausreichend großen Stellgeschwindigkeiten erzielen. Sie waren deshalb bereits Anfang des XX. Jahrhunderts von den hydraulischen Reglern (Bild 3) praktisch fast völlig verdrängt. Die Hauptmerkmale dieser Ausführung sind:

- die Erzeugung der Verstellarbeit für die Einlaßorgane mit Hilfe eines Stellmotors, der durch eine unter Druck stehende Flüssigkeit (Wasser, Öl) angetrieben wird;

— die Steuerung der Hilfsenergie durch einen Steuerschieber (hydraulischer Verstärker), der durch das mechanische Drehzahlmeßwerk betätigt wird;
— die Herstellung von Proportionalität zwischen Drehzahländerung und Stellmotorbewegung durch mechanische Rückwirkung derselben auf den Steuerschieber.

Mit solchen Ausführungen war es nunmehr möglich, eine prinzipielle Verbesserung der Qualität der Drehzahlregler zu erreichen. Typische Merkmale dafür sind eine hohe Ansprechunempfindlichkeit gegenüber Drehzahländerungen (bis zu 0,1%) und die Realisierung extrem großer Stelleistungen (Stellkräfte von einigen Megapond, Stellzeiten von Zehntelsekunden bei Stellwegen von mehreren Zentimetern). Die konstruktive Gestaltung der Details hat im Laufe des XX. Jahrhunderts eine ständige Weiterentwicklung erfahren. Dabei sind eine Vielzahl von Ausführungsformen entstanden. Gegenüber den oben genannten Merkmalen ist vor allem ein weiteres Vordringen der Hydraulik zu verzeichnen. Der Austausch des mechanischen Drehzahlmeßwerkes gegen eine Kreiselpumpe, also die direkte Umwandlung von Drehzahländerungen in Öldruckänderungen, wurde bereits 1910 erstmalig bei einer Dampfturbine vorgenommen [4], hat aber erst Jahrzehnte später bedeutende Verbreitung erlangt. Eine zwangsläufige Notwendigkeit wurde bei den großen Turbinen mit zunehmender Entfernung zwischen Stellort und Meßort die Einführung der hydraulischen Signalübertragung zwischen dem Meßwerk und dem hydraulischen Verstärker für den Stellmotor. Wesentlich später erst wurde auch in manchen Fällen die mechanische Rückführung durch eine hydraulische ersetzt. In den letzten 10 bis 15 Jahren bemüht man sich bei den Dampfturbinenreglern um den Ersatz des Öles durch nichtbrennbare Flüssigkeiten, um die Brandgefahr bei den heute notwendigen hohen Öldrücken (um 50 kp/cm²) zu beseitigen.

Die dritte Entwicklungsetappe der Kraftmaschinenregler ist durch das Eindringen der Elektrotechnik gekennzeichnet. Erste Ansätze dazu finden sich bereits 1854 in dem Vorschlag des Russen *K. J. Konstantinow* über einen elektromagnetischen Drehzahlregler für Dampfmaschinen. Der erfolgreiche praktische Einsatz elektrischer Geräte auf dem Gebiet der Drehzahlregelung von Kraftmaschinen erfolgte jedoch erst ein Jahrhundert später in sinnvoller Kombination mit der Hydraulik. Die ersten Ausführungen entstanden für Wasserturbinen. Ein entscheidender Durchbruch wurde aber erst mit den neuen Möglichkeiten der Halbleitertechnik erzielt. Bei den modernen Großturbinen werden die umfangreichen Aufgaben der Signalverarbeitung mit elektrischen Bausteinen gelöst. Für die Stelleinrichtungen bietet aber nach wie vor die Hydraulik die günstigste Lösung. Diese elektrohydraulischen Regeleinrichtungen erfüllen heute bei Wasser-, Dampf- und Gasturbinen-Anlagen alle Anforderungen, die bei der umfassenden Automatisierung in den Kraftwerken auftreten [5].

Literatur

[1] *Maxwell, J. C.:* On governors. Proc. roy. Soc. **16** (1867/68) S. 270 bis 283.

[2] *Wyschnegradsky, J. A.:* Über direkt wirkende Regulatoren. Civilingenieur **23** (1877) Spalte 95–131.

[3] *Tolle, M.:* Die Regelung der Kraftmaschinen. Berlin: Springer-Verlag 1905.

[4] *Stodola:* Die neue hydraulische Regelung der Sulzer-Dampfturbinen. ZVDJ **55** (1911) Nr. 41, S. 1709–1716.

[5] *Friedrich, W.:* Elektrohydraulische Regelung großer Dampfturbosätze. Siemens Zeitschrift **41** (1967) Beiheft „Dampfturbinen großer Leistung", S. 120–133.

msr 3275 *H. Ludwig*

Dipl.-Ing. H. WEGEMUND, Berlin

IS70 - Ein elektronisches System der Bauart WSSB zur Steuerung industrieller Anlagen

Einleitung[1])

Die seit einiger Zeit im Institut für Regelungstechnik Berlin durchgeführte Entwicklung des Systems ursalog-S als Teil des Systems ursamat gaben im VEB Werk für Signal- und Sicherungstechnik Berlin (WSSB) den Anstoß zur Untersuchung der Einsatzmöglichkeiten und Vorteile gegenüber den bisher gefertigten Relais-Anlagen zur Steuerung und Überwachung für Start/Ziel-Steuerungen von Stoff- und Energie-Flüssen. Die zu erwartende Steigerung der Nachfrage nach zentral gesteuerten Anlagen mit höherem Automatisierungsgrad zwingen zum Übergang zur Projektierung und Fertigung derartiger Anlagen aus möglichst weit vorgefertigten standardmäßigen Bausteinen. Die mögliche Verkleinerung derartiger Anlagen auf 1/8 bis 1/10 des Volumens herkömmlicher Relaisanlagen schafft die Voraussetzungen, um komplett verdrahtete und geprüfte Anlagen in Schränken auf die Baustellen zu liefern, bei denen nur noch die Anschlußleitungen systemmäßig durch weniger geschulte Arbeitskräfte angelegt werden müssen.

Diese Verkleinerung der Steuerungsanlage ermöglicht in vielen Fällen ihren Einbau in die neukonstruierten Wartenzellen der Bauart WSSB für die bekannten Leuchtschaltbilder. Damit wäre die Liefereinheit „Warte mit Steuerung" realisiert, die in organisatorischer und ökonomischer Hinsicht bei der Auftragsabwicklung erhebliche Vorteile bietet. In technischer Hinsicht kommen noch weitere Vorteile, vor allem kürzeste Leitungsverbindungen und dadurch geringere Störanfälligkeit, hinzu.

Vom VEB WSSB wurde auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1970 erstmalig eine derartige Kombination der neuen Wartenzelle mit Leuchtschaltbild und der neu entwickelten Steuerungsanlage IS 70 gezeigt.

Die mit bisher vom WSSB entwickelten und vielfach gelieferten Steuerungsanlagen in Relais-Bauweise gemachten Erfahrungen ergaben für die Entwicklung einer Schaltung mit kontaktlosen Bauelementen eine Reihe von Forderungen. Die Technologie und Ökonomik der Leiterplatten-Fertigung machten es notwendig, das System so zu entwickeln, daß durch Kombination einer möglichst geringen Zahl von Bausteintypen sich eine Vielzahl anlagentechnologischer Forderungen wirtschaftlich lösen läßt. Darüber hinaus mußte die Zusammenschaltung in einfacher und übersichtlicher Weise so erfolgen können, daß sich einerseits leichte Projektierungs- und Montagearbeiten, andererseits gute Übersichtlichkeit bei der Wartung, bei der Beseitigung eventueller Störungen und günstige Möglichkeiten für etwaige Rekonstruktionen und Erweiterungen ergeben. Die durchgeführte Entwicklung des Schaltungs-Systems führte zur Anwendung der in der Tafel 1 verzeichneten 7 Funktions-Bausteine.

Die bereits aus anderen Einrichtungen bekannte Störanfälligkeit elektronischer Anlagen gegen Einwirkungen benachbarter — insbesondere starkstromführender Kabel und Einrichtungen — ließ es ratsam erscheinen, die Verknüpfungen und Verriegelungen mit Bauelementen der kontaktlosen Technik in einem abgeschlossenen Gefäßsystem einzubauen, jedoch für die Außenanlage sowohl auf der Eingangs- als auch auf der Ausgangsseite zur Leistungsanschaltung galvanisch abgeschlossene Relaiskreise zu verwenden. Hierdurch erübrigen sich aufwendige Abschirmungen der Steuerungsleitungen und entsprechende besondere Kabelkanäle, selbst in stärker verseuchten und ausgedehnten Industrieanlagen.

[1]) Mitteilung aus dem VEB Werk für Signal- und Sicherungstechnik Berlin (WSSB).

Tafel 1. Aufstellung der Funktions-Bausteine des Systems IS 70

Lfd. Nr.	Kurz-Bezeichnung	Anwendung für
1	AW	3 × Anwahl
2	ZE	3 × Ziel
3	ATS	Standardantrieb
3a	AT	Normalantrieb
4	VL	Verfahrlogik
5	TE	kombinierte Warn-, Zeiteinheit mit 1 Hz-Generator
ferner die Bausteine des Systems ursalog:		
6	GR	5 Gekorelais
7	NGR	5 Ausgangs-NOR + Gekorelais + Dioden

1. Funktionsbausteine

1.1 Anwahl- und Zielbausteine AW und ZE

Mit Hilfe der Anwahl- und Zielbausteine werden die technologisch möglichen Wege elektrisch nachgebildet. Durch gleichzeitige Betätigung der Start- und Zieltaste eines gewünschten technologischen Weges erfolgen unter Beachtung aller Verriegelungs- und Verknüpfungsbedingungen die Zusammenschaltungen aller für diesen Weg benötigten Antriebe. In Anlagen ohne Verzweigungen und Zusammenführungen, bei denen lediglich Abhängigkeiten der vor- oder nachgeschalteten Antriebe zu beachten sind, entfallen die Anwahlbausteine. Jeweils 3 Anwahl- bzw. Zielbausteine befinden sich auf einer Leiterplatte, wobei sich durch günstige Anordnung der Steck-Anschlüsse vielfach die Möglichkeit sehr kurzer Verbindungsleitungen ergibt.

1.2. Antriebsbausteine ATS und AT

Die Vielzahl der an Antriebs-Steuerungen gestellten anlagentechnologischen Forderungen wurde weitestgehend durch einen Funktions-Baustein für Standardantriebe — ATS erfüllt. Durch entsprechende Verbindungsleitungen zu den anderen Bausteinen der Anlage, zu den Indikationseingaben

Tafel 2. Verwendungsmöglichkeiten der Antriebs-Bausteine

Lfd. Nr.	Anwendungsfall	Baustein-Stückzahl Normal-antrieb AT	Baustein-Stückzahl Standard-antrieb ATS
1.	Normal-Antrieb eine Arbeitsrichtung mit Überwachung und Rückmeldung	1	
2.	Reversier-Antrieb	2	
3.	Reversier-Antrieb mit Umstellung unter Last für		2
	3.1 Umstellung automatisch nach Hochlauf der neuen Strecke und Abschaltung der alten Strecke, oder		
	3.2 desgl., alte Strecke bleibt in Betrieb zur eventuellen Rückschaltung, oder		
	3.3 neu gewählte Strecke läuft hoch. Umstellung aber erst durch Kommando; selbsttätige Ausschaltung der alten Strecke nach Umstellung, oder		
	3.4 desgl. wie 3.3, jedoch alte Strecke bleibt in Betrieb		
4.	Klappen- oder Ventil-Antrieb mit 2 Arbeitsstellungen		2
5.	Klappen- oder Ventil-Antrieb mit 2 Arbeitsstellungen, Umstellung unter Last		2
	5.1		
	5.2		
	5.3 Varianten wie bei 3.1 bis 3.4		
	5.4		
6.	Klappen- oder Ventil-Antrieb mit automatischem Rücklauf bei Ausschaltung		1
7.	Antrieb für Sieb mit mehreren Abförderungen		1
8.	Verfahr-Antrieb mit 4 Stellungen und 2 Sicherheitsendschaltern	2	
9.	desgl. mit Umstellung unter Last		2 + Verfahrlogik

(Stellungsschalter usw.) und durch entsprechende Brücken zwischen hierfür vorgesehenen Anschlußpunkten an den Steckvorrichtungen läßt sich die Standardschaltung den verschiedenen Forderungen anpassen. Einige davon erfordern allerdings einen gewissen Mehraufwand an Bauelementen auf der Leiterplatte. Da nach bisherigen Erfahrungen in den meisten Anlagen 50—80% aller Antriebe ohne steuerungstechnische Besonderheiten sind, wurde ein abgewandelter Baustein „Normalantrieb — AT" konzipiert. Hierfür wurde die gleiche Leiterplatte verwendet, jedoch die Bestückung mit Bauelementen entsprechend den geringeren Forderungen eines einfachen Antriebes mit Überwachung und Rückmeldung vermindert. Für die große Zahl der „Normalantriebe" ergibt sich dadurch eine Verbilligung. Da die Leiterplatte, Steckeranschlüsse, Innenschaltung usw. des Bausteins „Standardantrieb" dem des Normalantriebs entspricht, kann im Bedarfsfall bei Ersatz eines Bausteins „Normalantrieb" auch ein Baustein „Standardantrieb" — jedoch nicht umgekehrt — eingesetzt werden. Für die Fertigung, aber auch für die Reservehaltung beim Betreiben der Anlage ergeben sich hierdurch günstige Verhältnisse. Die verschiedenen Verwendungsmöglichkeiten dieser beiden Baustein-Varianten wurden in der Tafel 2 zusammengestellt. Hieraus sind auch die Sonderbedingungen für Umschaltungen unter Last und für automatische und halbautomatische Umstellung und Ausschaltung ersichtlich.

1.3. Funktionsbaustein für Verfahrlogik VL

Der Baustein VL gestattet in Verbindung mit 2 zugehörenden Antriebsbausteinen für Rechts- und Linkslauf die Anwahl von 4 Stellungen für einen Verfahrantrieb und die entsprechenden Meldungen des Betriebszustandes. Sind mehr als 4 Stellungen erforderlich, kann ein weiterer Baustein gleicher Art für jeweils 4 weitere Stellungen hinzugeschaltet werden. Sicherheitsendschalter dienen der Ausschaltung beim Ausfallen eines der Stellungsschalter.

1.4. Funktionsbaustein für kombinierte Warn- und Zeiteinheit ZE

Ein weiterer je Anlage oder Anlagenteil meist nur einmal erforderlicher Funktionsbaustein ist die kombinierte Warn-, Zeiteinheit mit 1 Hz-Generator. Dieser Baustein dient der Erzeugung der für die Warnsignalisation erforderlichen Zeit- und Taktsignale und liefert die entsprechend den verschiedenen Anlaufzeiten der Antriebe unterschiedlichen Überwachungszeiten.

Die Arbeitsschutzanordnung der DDR verlangt für Anlagen, bei denen eine Warnsignalisation erforderlich ist, eine akustische bzw. optische Warnung von mindestens 20 s Dauer vor Anlauf des ersten Antriebes. Bei Exportanlagen wird z. B. eine Warnzeit von 20 s mit dreimaligen Intervallen gefordert. Beide Möglichkeiten sind durch entsprechende Anschlüsse vorgesehen.

Das Grundsignal liefert ein ebenfalls auf der Platte befindlicher 1 Hz-Generator, der gleichzeitig auch die Grundspannung für das 1 Hz-Blinksignal für Anlauf und Störungsmeldungen der Antriebe abgibt. Durch elektronische Frequenzteiler werden in weiteren auf der Leiterplatte befindlichen Stufen Signale von 2—4—8—16—32 und 64 s Dauer erzeugt. Während das 1 Hz-Signal ständig erzeugt wird, werden die anderen jeweils gestartet, wenn ein Einschalt- bzw. Weiterschalt-Signal von einem Antrieb eintrifft. Die für jeden Antrieb unterschiedliche Überwachungszeit kann entsprechend obiger Staffelung abgegriffen werden. Drei ebenfalls auf der Platte befindliche Additionsstufen erlauben darüber hinaus noch die Herstellung von anderen Überwachungszeiten, z. B. $64 + 32 = 96$ s oder $32 + 8 = 40$ s. Der Zeitbaustein läßt sich auch als Taktgeber einsetzen. Da für die Erzeugung der 1 Hz-Frequenz Kondensatoren mit engen Toleranzen verwendet werden können und die Betriebsspannungen in der Stromversorgung konstant gehalten werden, ist auch die 1 Hz-Frequenz weitgehend konstant. Bei der Frequenzteilung treten Verfälschungen nicht auf, so daß auch die längeren Zeiten als konstant betrachtet werden können.

1.5. Relaisbausteine GR und NGR

Diese Bausteine dienen der Umwandlung des Ein- bzw. Ausgangssignals und der galvanischen Trennung. Gegebenenfalls können als Eingang aber auch Signale anderer elektronischer Systeme, z. B. Fernübertragungsanlagen direkt Verwendung finden. Ebenso können die Ausgangssignale aus der Logik unmittelbar auf eine andere auf den Standardpegel abgestimmte Anlage — Fernwirkanlage, elektronische Starkstromsteuerung usw. — einwirken.

2. Ausgangseinheit

Für die Einschaltung der Warnsignalisation — Hupen, Lampen o. ä. — werden in der Ausgangseinheit, die sich meist in unmittelbarer Nähe oder im Schützenraum befindet, Signalrelais des vom WSSB neu entwickelten Typs N3 vorgesehen, die ebenfalls in zum Gefäßsystem ursamat passenden Einsatzrahmens untergebracht werden sollen. Auch die Schützanschaltung für den Starkstromteil der Anlage erfolgt über derartige Signalrelais. Die Schaltung der Ausgangseinheit ist dabei so gestaltet, daß bei deblockiertem Vor-Ort-Betrieb der Antrieb ohne jede Verbindung mit der Dispatcheranlage gefahren werden kann. Eine Verriegelung der Antriebe untereinander ist im allgemeinen nicht vorgesehen. Unbedingt notwendige Verriegelungen, wie die Verhinderung gleichzeitigen Einschaltens von Rechts- und Linkslauf bei Reversierantrieben, Einschalten ohne Warnsignalisation usw. können aber vorgesehen werden. Diese Trennung der Ausgangseinheit von der Dispatcherzentrale gibt auch die Möglichkeit, einen eingeschränkten Betrieb einzelner Antriebe von der Probefahrttafel aus bereits beim Aufbau der Anlage vor Fertigstellung der Warte und Logikanlage oder beim Eintreten größerer Störungen in der Zentrale oder in den Verbindungskabeln ohne Schaltungseingriffe durchzuführen.

msr 3310

Anschrift des Verfassers:
H. Wegemund, Dipl.-Ing., VEB Werk für Signal- und Sicherungstechnik Berlin, 1193 Berlin, Elsenstr. 87—96.

Ing. B. SCHERNES, Berlin

Elektronischer Regler mit ursamat-Schaltverstärker zur automatischen Lenkung von Fahrzeugen entlang einer Leitlinie [1)]

Der elektronische Leistungsschaltverstärker DVL 05 (Bild 1) ist ein Baustein des elektrisch-digitalen Gerätesystems ursalog-S (Teil des universellen Systems von Geräten und Einrichtungen zur Automatisierung technologischer Prozesse ursamat).

Dieser als Ausgabeeinheit von ursalog-S-Prozeßsteuerungen konzipierte Baustein verstärkt das elektrisch-diskrete Einheitssignal des Gerätesystems, so daß bei 60 V Betriebsspannung eine Last von 240 VA direkt kontaktlos geschaltet werden kann.

Durch die Anwendung der integrierten Schaltungstechnik (Dünnfilm-Hybrid-Technik) in einem Teil der Schaltung ergibt sich eine hohe Zuverlässigkeit. Die eingesetzten Silizium-Halbleiterbauelemente erlauben den Betrieb des Bausteins bei Umgebungstemperaturen von -10 bis $+70$ °C. Die zuverlässige Schaltfrequenz beträgt 1 kHz. Diese Eigenschaften in Verbindung mit der Beschleunigungsfestigkeit und der praktisch unbegrenzten Lebensdauer machen den Einsatz des DVL 05 anstelle konventioneller Relais überall dort zweckmäßig, wo höchste Beanspruchungen vorliegen.

Ein Beispiel für die Applikation des DVL 05 in der Analogtechnik ist der elektronische Regler zur automatischen Fahr-

[1)] Mitteilung aus dem Institut für Regelungstechnik Berlin.

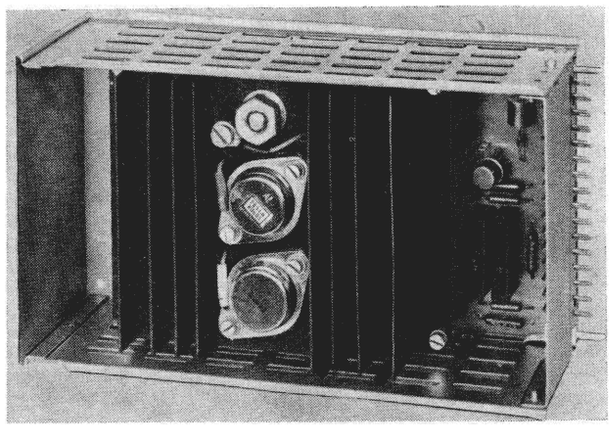


Bild 1. Elektronischer Leistungsverstärker DVL 05

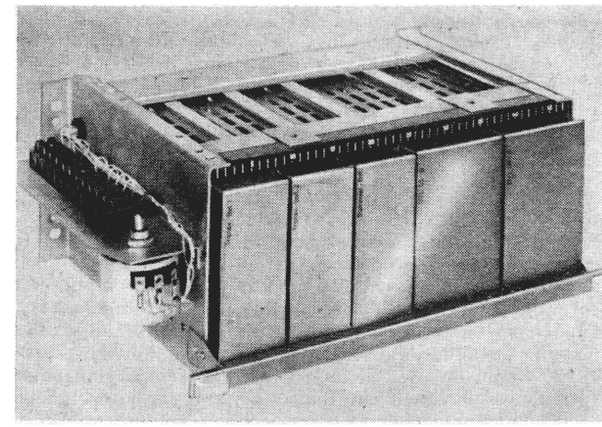


Bild 2. Versuchsmuster

zeuglenkung. Bild 2 zeigt ein Versuchsmuster, das in einem 240 mm breiten Einbaurahmen des Gefäßsystems „Modul 20" neben den beiden in der Nennbreite 60 ausgeführten Schaltverstärkern einen Summierbaustein und einen aus zwei Bausteinen bestehenden Transverter enthält.

Das Gerät wird aus der Bordbatterie mit 24 V= versorgt. Der Transverter erzeugt eine Wechselspannung zur Speisung der induktiven Meßwertgeber, die den Abstand des Fahrzeuges von der mechanisch vorgegebenen Leitlinie (z. B. Leitdraht, Bordstein, Kornbestand o. ä) und die Stellung des gelenkten Radpaares erfassen und in proportionale elektrische Größen umformen. In der Summierstufe werden beide miteinander verglichen, und bei Ungleichheit öffnet einer der beiden Schaltverstärker das zugehörige Magnetventil der hydraulischen Lenkanlage.

Hierdurch läuft die Lenkung mit konstanter Stellgeschwindigkeit solange in eine Richtung, bis sich die Eingangsgrößen gerade gegenseitig aufheben. Der Lenkwinkel ist damit stets proportional der Abweichung von der Leitlinie.

Wie theoretische Betrachtungen ergaben und Experimente bestätigten, ermöglicht das verwendete Regelungsprinzip bis zu einer bestimmten Höchstgeschwindigkeit des Fahrzeuges eine stabile Regelung, wenn einige Forderungen an die Lenkung und die Anordnung des Meßfühlers und des Arbeitswerkzeuges beachtet werden, obwohl die Regelstrecke in bezug auf den Abstand näherungsweise I_2-Verhalten besitzt.

Eine solche Automatik ist anwendbar zur selbsttätigen Lenkung oder Führung der Arbeitswerkzeuge bei langsamfahrenden Arbeitsmaschinen, wie z. B. Straßenbau- und -reinigungsmaschinen, Dränagemaschinen und Landmaschinen. Sie trägt zur Verbesserung der Arbeitsgenauigkeit, zur Entlastung des Maschinenführers und zur Erhöhung der Maschinenleistung bei.

msr 3320

Anschrift des Verfassers:

B. Schernes, Ing., Institut für Regelungstechnik Berlin, 1055 Berlin, Storkower Str. 101.

Automatisierung — pneumatisch regeln und steuern mit dem System

ursamat

Unser Druckmeßumformer dient zur Druckmessung von Dämpfen, Flüssigkeiten, Gasen

Vorteile:

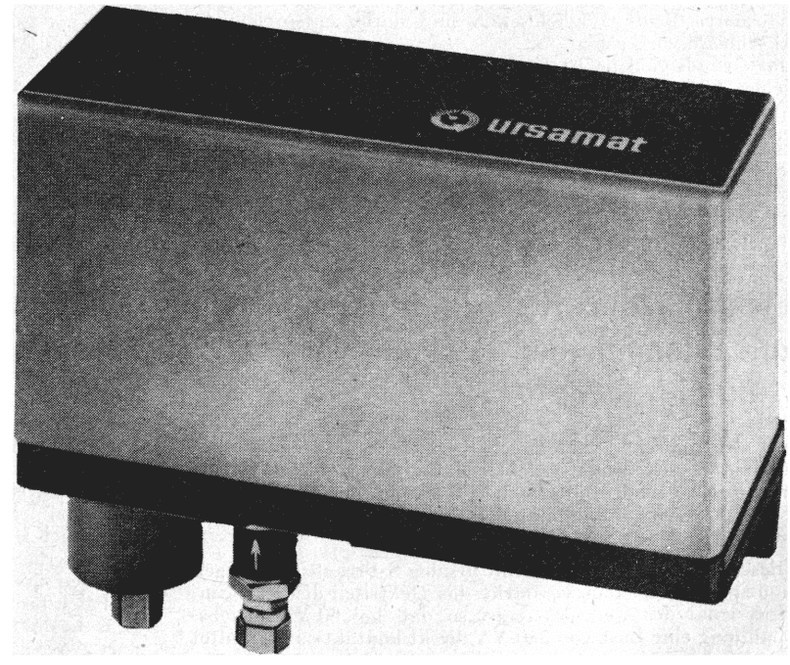
Meßstofftemperatur (max. 250°)
Vier verschiedene Meßelemente und damit vier verschiedene Meßbereiche
von 0···0,1 bis 0···63 kp/cm² direkte und volumetrische Meßwerterfassung
geeignet für agressive Medien

Wir beraten Sie — fordern Sie sofort Informationen

VEB Reglerwerk
Dresden
Kundendienst
806 Dresden
Großenhainer Straße 1—5
Ruf: 59910
Telex: 2287

industrieautomation
ursamat

Für Druckmessungen gibt es viele Systeme, aber nur einen pneumatischen Druckmeßumformer für die Druckmessung bei hohen Temperaturen



messen · steuern · regeln

Heft 3
März 1970
7. Jahrgang
Seiten 41 bis 60

automatisierungspraxis

für Grundlagen, Gerätebau und Betriebserfahrungen

Redaktionsbeirat: Ing. H. Belitz, Obering. G. F. Berg, Dipl.-Ing. H. Birnstiel, Ing. H. W. Bittner, Dr. rer. nat. A. Borgwardt, Ing. H. Gottschalk, Dipl.-Ing. oec. L. Harmeth, Dipl.-Ing. K. Keller, Ing. oec. K.-H. Nagel, Obering. H. Wiedmer

Dr. rer. nat. H. GATZMANGA, Dipl.-Phys. J. BREIER und Dipl.-Ing. H. KATHE, Köthen

Aufbau und Erprobung von Laborleitfähigkeitsmeßgeräten

IA 3.1.1.4

Einleitung[1])

Die Konzentrationsmessung von Elektrolyten findet in der Laborpraxis eine breite Anwendung. Die zum Einsatz gelangenden Geräte sollen bei einem relativ geringen Aufwand ein günstiges dynamisches Verhalten sowie eine in vielen Konzentrationsbereichen ausreichende Genauigkeit zeigen. Hierbei liegt der Widerstandsmeßbereich üblicher Geräte zwischen 0 und 10 kΩ, wobei eine Bereichserweiterung der Leitfähigkeitsmessung durch Meßzellenwechsel vorgenommen wird. Nachfolgend werden zwei Varianten eines in der unter [1]) angeführten Abteilung aufgebauten Leitfähigkeitsmeßgerätes für die Durchführung von Serienanalysen beschrieben.

1. Gerätevariante I

1.1. Aufbau des Gerätes

Ein Oszillator erzeugt eine Frequenz von 1,34 kIIz. Die Wechselspannung wird induktiv ausgekoppelt, um die Wechselspannung gleichspannungsfrei zu erhalten. Diese wird einem Spannungsteiler zugeführt, der einseitig geerdet ist. Der Spannungsteiler besteht aus dem Elektrolytwiderstand und einem zweiten Widerstand (Bild 1).

Der Spannungsabfall an der Meßzelle wird verstärkt, gleichgerichtet und angezeigt. Zur Kompensation der Anzeige des Grundwiderstandes wird die Wechselspannung vom Oszillator einem zweiten Verstärker zugeführt und gleichgerichtet. Diese Gleichspannung ruft eine Schwächung des Stromes im Anzeigeinstrument hervor.

1.2. Ausführung

1.2.1. Netzteil

Die Netzspannung gelangt über den Netzschalter und die Sicherung zum Transformator Tr 1. Sekundärseitig wird eine Spannung von 24 V entnommen, in einer Graetzgleichrichtung gleichgerichtet und durch den Ladekondensator und das Siebglied geglättet. Die Gleichspannung wird durch eine Regelschaltung stabilisiert.

In Reihe mit dem Verbraucher liegt der Transistor Tr 1. Ändert sich die Ausgangsspannung, so wird die Differenz der Ausgangsänderung und der Vergleichsspannung von der Zenerdiode durch den Transistor Tr2 verstärkt. Das verstärkte Signal wird der Basis des Transistors Tr 1 zugeführt. Er ändert seinen Innenwiderstand, so daß die Ausgangsspannung nahezu wieder den ursprünglichen Wert erreicht.

1.2.2. Niederfrequenz-Oszillator mit Verstärker

Zur Erzeugung einer Frequenz von etwa 1000 Hz wurde ein *RC*-Phasenschiebergenerator verwendet. Der Transistor in dieser Schaltung muß einen Stromverstärkungsfaktor von mindestens 45 besitzen, da sonst der Oszillator nicht anschwingt. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt durch den Emitterwiderstand R1c und den Basisspannungsteiler R8, R12 und P2. Die zur Schwingungserzeugung notwendige Phasenverschiebung wird von einer viergliedrigen Phasenkette erzeugt. Da der Ausgang hochohmig ist, muß eine Verstärkerstufe nachgeschaltet werden. Um die Sinusform der Schwingungen nicht zu verzerren, arbeitet dieser Transistor im linearen Teil der Kennlinie. Die Niederfrequenz wird anschließend über den Transformator K21 ausgekoppelt. Trotz der Transformation ist die Lastabhängigkeit der Spannung groß. Erst bei einer Vorbelastung der Sekundärseite des Transformators mit einem Widerstand von 6 Ω macht sich die Spannungsänderung durch Änderung des Meßbereiches nicht mehr bemerkbar.

1.2.3. Meßteil

Der Meßteil wurde als Spannungsteiler ausgeführt. Dabei liegt der Eingangswiderstand des Verstärkers parallel zum Meßzellenwiderstand. Eine Änderung des Meßzellenwiderstandes ruft eine Änderung des Spannungsabfalles hervor, wobei diese nur dann annähernd Linearität aufweist, wenn der Vorwiderstand R bedeutend größer als der Meßzellenwiderstand ist. Gleichzeitig muß der Eingangswiderstand des Verstärkers bedeutend größer als der Meßzellenwiderstand sein. Um den Verstärker nicht zu aufwendig zu gestalten, soll das Verhältnis $R:R_x$ so klein wie möglich sein. Als Kompromiß erwies sich das Verhältnis 4:1 (Bild 2).
Infolge des zu geringen Eingangswiderstandes des Meßverstärkers ergaben sich Kurvenkrümmungen im Bereich

[1]) Mitteilung aus der Ingenieurschule Köthen, Abt. Automatisierungstechnik.

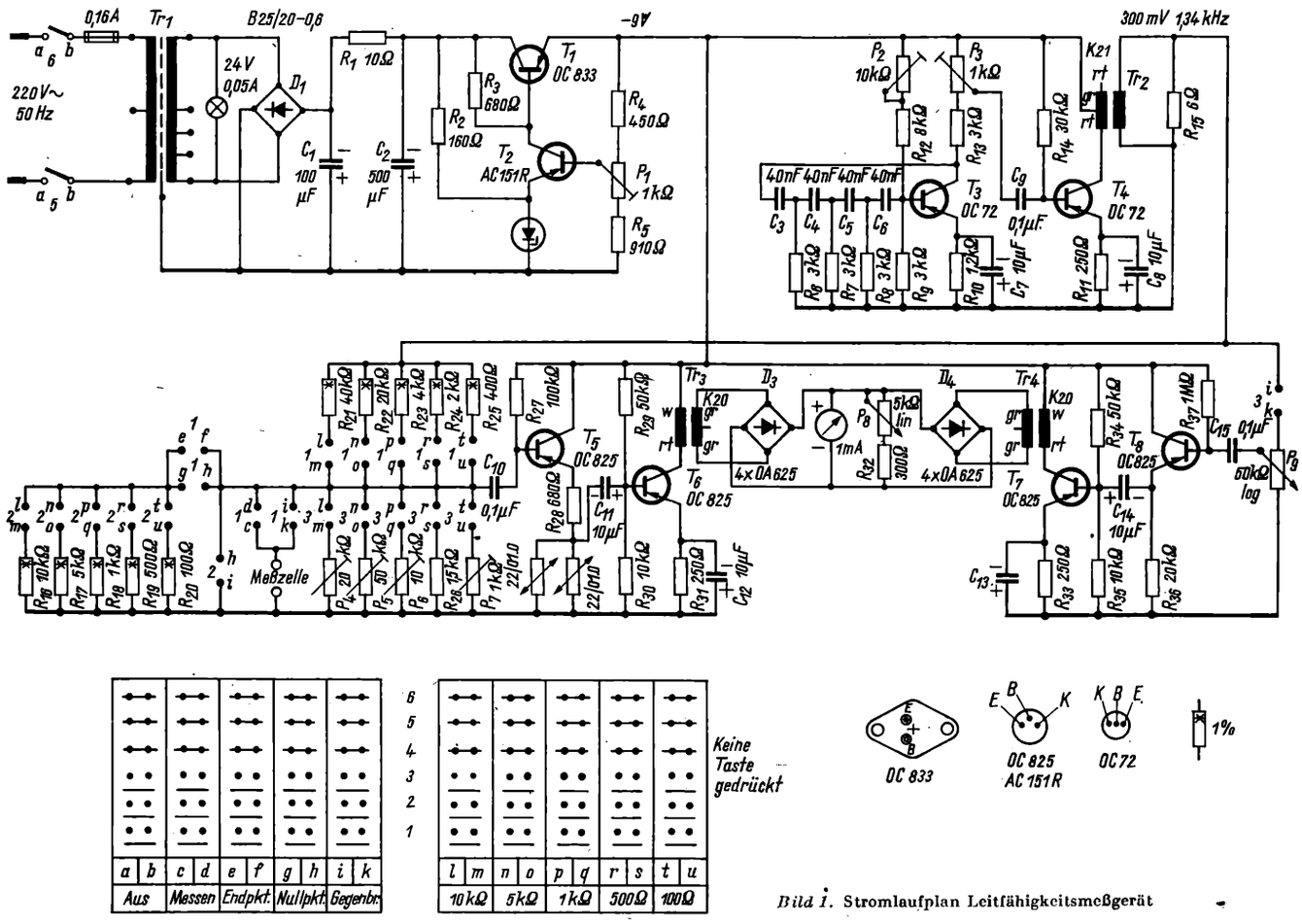


Bild 1. Stromlaufplan Leitfähigkeitsmeßgerät

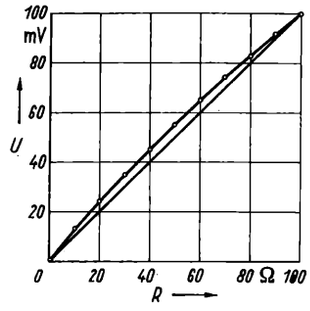


Bild 2. Skalenverlauf bei *R*-Variation von 4:0 bis 4:1

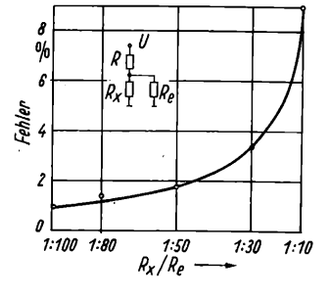


Bild 3. Fehler durch Verstärkereingangswiderstand, bezogen auf den Sollwert

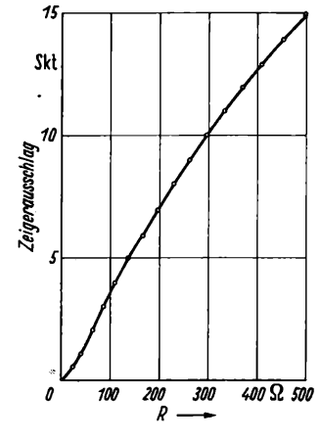


Bild 4
Unlinearität des Skalenverlaufs

0—10 kΩ (Bild 3). Um das Meßgerät nur mit einer Skale auszurüsten, wurde dem Meßbereich 0—500 Ω ein Widerstand von 1,5 kΩ parallel geschaltet. Er ruft eine Nichtlinearität der Anzeige hervor (Bild 4). In allen übrigen Meßbereichen konnte durch Parallelschaltung von Trimmerpotentiometern die gleiche Nichtlinearität erzeugt werden (die Potentiometer wurden dazu auf den Endpunkt des Meßbereiches eingestellt).

1.2.4. Meßverstärker und Gleichrichtung

Die erste Stufe des Verstärkers ist in Kollektorschaltung ausgeführt, während die zweite Stufe in Emitterschaltung ausgeführt wurde. Die Auskopplung der Spannung erfolgt über einen Transformator. Die Kollektorstufe ist temperaturstabilisiert. Dadurch konnte der Temperaturkoeffizient des gesamten Gerätes von 5%/grd auf 1,1%/grd verringert werden. Die verstärkte Spannung wird gleichgerichtet und angezeigt. Der Endpunkt des Meßgerätes wird durch Belastungsänderung des Transformators mit dem Potentiometer P8 eingestellt. Für Messungen, bei denen der Elektrolytgrundwiderstand kompensiert werden soll, entnimmt man dem Oszillator eine Wechselspannung, die in einem ähnlich gebauten Verstärker verstärkt, gleichgerichtet und aufgeschaltet wird.

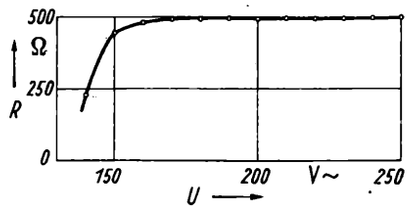


Bild 5. Abhängigkeit des angezeigten Widerstandswertes von der Netzspannung

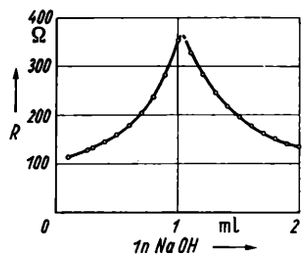


Bild 6. Konduktometrische Titration von ~10 ml; 0,1 n HCl mit 100 ml H_2O verdünnt gegen 1 n NaOH

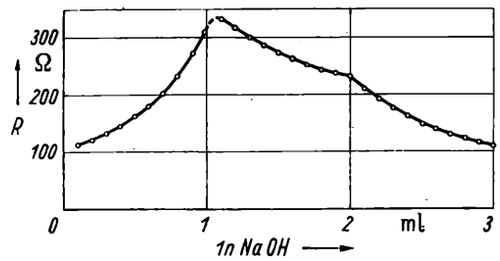


Bild 7. Konduktometrische Titration von ~10 ml; 0,1 n HCl + ~10 ml 0,1 n CH_3COOH mit 100 ml H_2O verdünnt gegen 1 n NaOH

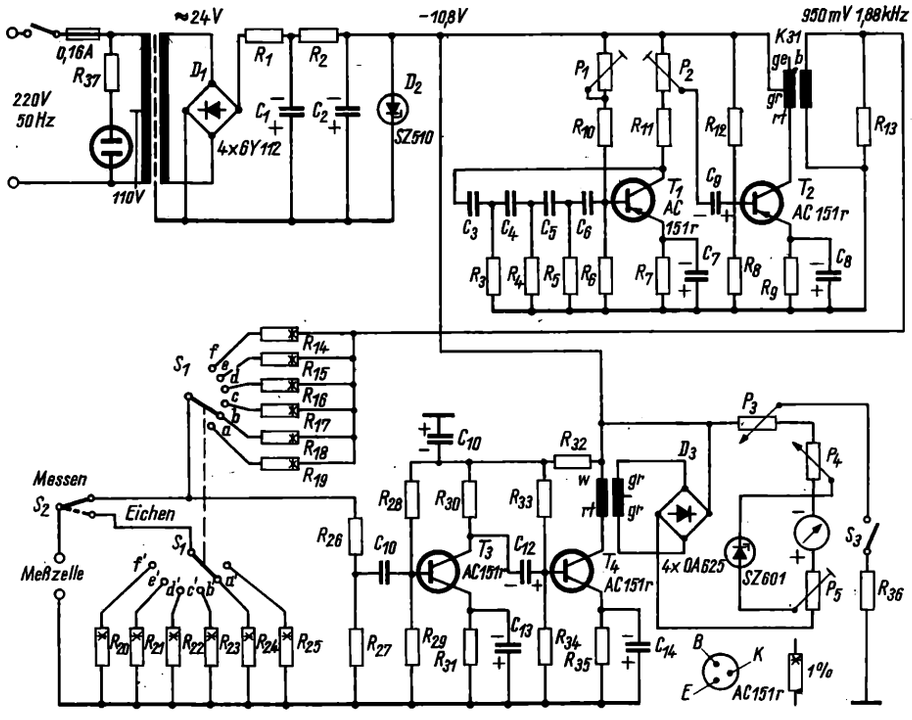
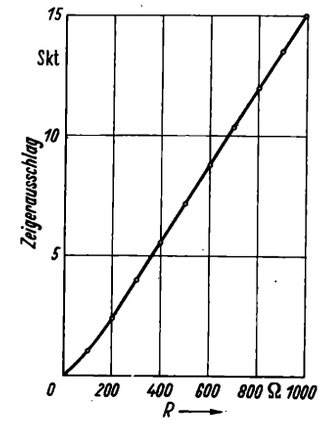


Bild 8
Stromlaufplan Leitfähigkeitsmeßgerät

Bild 9. Skalenverlauf



1.3. Technische Daten

Netzspannung: 220 oder 110 V Wechselspannung

Netzsicherung: 0,16 bzw. 0,3 A

Netzspannungsabhängigkeit: 0,05%/V im Bereich 180 bis 250 V (Bild 5)

Raumtemperaturabhängigkeit: 1,1%/grd ohne Eichkontrolle (mit Eichkontrolle keine Abhängigkeit)

Meßbereiche: 0—100 Ω, 0—500 Ω, 0—1 kΩ, 0—5 kΩ, 0—10 kΩ

NF-Spannung am Oszillator: 300 mV; Frequenz: 1,34 kHz
Besonderheiten: Kompensation des Elektrolytgrundwiderstandes zur Relativmessung

Das Gerät erfüllte alle gestellten Forderungen, z. B. seien zwei mit dem Gerät aufgenommene Titrationen angeführt (Bilder 6 und 7).

2. Gerätevariante II

Um den Bauteilaufwand geringer zu halten und den Skalenverlauf linearer zu gestalten, wurden einige schaltungstechnische Änderungen durchgeführt.

2.1. Aufbau des Gerätes

Die Netzspannung wird auf 24 V herabtransformiert, gleichgerichtet und durch eine Zenerdiode stabilisiert (Bild 8).
Der Oszillator entspricht dem der Gerätevariante I. Im Verstärker wurde die Kollektorstufe durch eine Emitterstufe ersetzt, wobei die Ausgangsspannung auf 950 mV anstieg. Der Meßteil ist ebenfalls wie in der 1. Variante als Spannungsteiler ausgelegt. Durch eine Erhöhung des Eingangswiderstandes auf 1 MΩ ist jedoch der Einfluß des Eingangswiderstandes bis zu Meßbereichen von 10 kΩ vernachlässigbar, was zu einer Linearisierung des Skalenverlaufes führt (Bild 9).
Die Gegenspannung zur Kompensation des Elektrolytgrundwiderstandes wird direkt an der Zenerdiode entnommen und in den Anzeigekreis eingeschaltet.

2.2. Technische Daten

Netzspannung: 220 V oder 110 V Wechselspannung

Netzsicherung: 0,16 bzw. 0,3 A

Netzspannungsabhängigkeit: 0,06%/V im Bereich 180 bis 250 V

Raumtemperaturabhängigkeit: 0,13%/grd ohne Eichkontrolle (mit Eichkontrolle keine Abhängigkeit)

Meßbereiche: 0—100 Ω, 0—500 Ω, 0—1 kΩ, 0—5 kΩ, 0—10 kΩ, 0—50 kΩ

NF-Spannung am Oszillator: 950 mV; Frequenz: 1,88 kHz

Besonderheiten-: Kompensation des Elektrolytgrundwiderstandes zur Relativmessung

3. Ergebnis

Entsprechend den genannten Bedingungen wurden zwei Varianten von Leitfähigkeitsmeßgeräten gebaut, die im Dauerbetrieb gute Ergebnisse zeigten. Die 2. Variante ist als besser zu bewerten, da der Aufwand geringer ist. Exemplarstreuungen von Transistoren machen sich mit Ausnahme des Oszillatortransistors kaum bemerkbar.

Literatur

[1] *Pätzold, H.:* Aufbau und Erprobung eines transistorierten Leitfähigkeitsmeßgerätes. Ingenieurarbeit der Ingenieurschule Köthen 1964.

[2] *Lennartz, H.,* und *W. Taeger:* Transistorschaltungstechnik. Berlin-Borsigwalde: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik 1964.

msr 3247

Anschrift der Verfasser:

H. Gatzmanga, Dr. rer. nat., *J. Breier,* Dipl.-Phys., *H. Kathe,* Dipl.-Ing., Ingenieurschule für chemische Technik „Frédéric-Joliot-Curie" 437 Köthen, Bernburger Str. 52—57.

Dipl.-Ing. H. RÖNER, Leipzig

Analogiebetrachtung zwischen Stellventil und Elektronenröhre

IA 4.7.2; 4.4

Einleitung

In der Vergangenheit wurde das Stellventil als Stellglied in verfahrenstechnischen Regelstrecken eingehend untersucht [1] und [2].

In der DDR wurde ein Einheitsstellventil entwickelt, dessen Baugrößen, Hauptabmessungen und Kennlinien im DDR-Standard-Entwurf TGL 21621 enthalten sind. Zu diesem Ventil werden vom Herstellerbetrieb, dem VEB Industriearmaturen Leipzig, Berechnungsunterlagen für k_v-Werte (Flüssigkeiten, Gase, Dämpfe) und Richtlinien für die Kennlinienauswahl zur Verfügung gestellt [3].

Durch die Ventilberechnung nach k_v-Werten ist es möglich, falls alle notwendigen Angaben zur Verfügung stehen, eine zuverlässige statische Anpassung des Stellventils zu erreichen.

Für den Entwurf und die Berechnung der Dynamik von Regelkreisen mit Stellventilen sind jedoch neben der statischen Anpassung auch die Volumenstrom- und die Druckverstärkung des Stellventils von Interesse. Diese Kenngrößen geben das Verhältnis von Volumenstrom- bzw. Druckabfalländerung zur Hubänderung an und lassen sich aus der Öffnungskennlinie des Ventils nicht unmittelbar ablesen. Sie ergeben sich aus der Betriebskennlinie des Stellventils und hängen sowohl von der Kontur des Drosselkörpers als auch vom Strömungswiderstand des gesamten Rohrleitungsnetzes ab.

Ein Vergleich mit den bei einer Triode herrschenden Verhältnissen zeigt, daß dort mit ähnlichen Kenngrößen gerechnet wird. Werden die Röhrenkennwerte auf das Stellventil übertragen, erhält man auf einfache Weise aus den Parametern des Arbeitspunktes die Volumenstrom- und die Druckverstärkung eines Stellventils. Die Analogiebetrachtung soll außerdem das Verständnis für die Übertragungskonstanten des Stellventils fördern.

1. Analoge Kenngrößen

Das Vorhandensein einer Analogie zwischen Stellventil und Elektronenröhre läßt sich zunächst durch die Gleichartigkeit der von diesen Elementen auszuführenden Funktionen herbegründen. Während bei der Elektronenröhre (Triode) ganz allgemein mit Hilfe einer Gitterspannung ein elektrischer Strom gesteuert wird, steuert das Stellventil über den Ventilhub einen Volumenstrom aus. Somit ist der elektrische Kreis, bestehend aus Anodenspannungsquelle, Triode und Belastungswiderstand, vergleichbar mit dem Zusammenwirken eines Druckerzeugers mit einem Stellventil und einem Strömungswiderstand (Bild 1, Tafel 1).

2. Grundgleichungen und Kennlinienfelder

Die Ableitung der Grundgleichungen von Elektronenröhre und Stellventil, auf die im Rahmen dieser Abhandlung nicht eingegangen werden kann, erfolgt auf Grund verschiedenartiger physikalischer Gesetze. Im Aufbau der Grundgleichungen und Kennlinienfelder spiegelt sich jedoch die bereits erwähnte funktionelle Analogie wider.

2.1. Grundgleichung und Kennlinienfeld des Stellventils

Entsprechend der Definition des k_v-Wertes wird für Flüssigkeiten der Zusammenhang zwischen Volumenstrom und

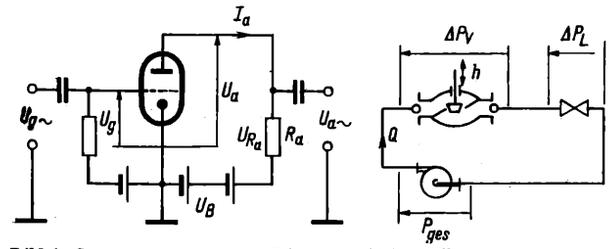


Bild 1. Grundschaltungen von Triode und Stellventil

Tafel 1. Analoge Größen zwischen Triode und Stellventil

Triode		Stellventil	
Gleichstrom	Wechselstrom	statisch	dynamisch
U_B		p_{ges}	
U_g	$U_{g\sim}$	h	Δh
I_a	$I_{a\sim}$	Q	ΔQ
U_{Ba}		Δp_L	
U_a	$U_{a\sim}$	Δp_v	$\Delta\Delta p_v$

Druckabfall über dem Ventil durch folgende Gleichung beschrieben

$$Q = k_v \sqrt{\Delta p_v \frac{1000}{\varrho}}. \tag{1}$$

Im folgenden soll die Gleichung in normierter Form verwendet werden

$$Q^* = \frac{Q\sqrt{\varrho}}{k_{vs}\sqrt{1000}} = \frac{k_v}{k_{vs}}\sqrt{\Delta p_v}. \tag{2}$$

Der k_v-Wert ist eine Ventilkonstante, deren Abhängigkeit vom Ventilhub sowohl linear als auch gleichprozentig sein kann.

$$\frac{k_v}{k_{vs}} = \frac{k_{v0}}{k_{vs}} + n_{\text{lin}}\frac{h}{H}, \qquad n_{\text{lin}} = \frac{k_{vs} - k_{v0}}{k_{vs}}, \tag{3a) (3b}$$

$$\frac{k_v}{k_{vs}} = \frac{k_{v0}}{k_{vs}} e^{n_{gl}\frac{h}{H}}, \qquad n_{\text{gl}} = \ln\frac{k_{vs}}{k_{v0}} = 3{,}4. \tag{4a) (4b}$$

Unter Vernachlässigung von k_{v0} läßt sich Gl. (3a) vereinfachen

$$\frac{k_v}{k_{vs}} = \frac{h}{H}. \tag{5}$$

Die normierten Kennlinienfelder sind in den Bildern 2 und 3 dargestellt.

2.2. *Grundgleichung und Kennlinienfeld der Triode*

Aus der Potentialgleichung für ein Raumladungsfeld läßt sich die Beziehung

$$I_a = k\,(U_g + D\,U_a)^{3/2} \tag{6}$$

ableiten. Die Konstante k beinhaltet die konstruktiven Parameter einer speziellen Röhrentype [3].

Das Kennlinienfeld für eine Triode ist qualitativ im Bild 4 dargestellt.

3. Statische Kenngrößen

Die statischen Kenngrößen einer Triode sind die Steilheit S, der Durchgriff D und der innere Widerstand R_i. Jeder dieser Kenngrößen ist ein entsprechender Anstieg im Kennlinienfeld zugeordnet. Aus dem Aufbau der Kennlinienfelder von Elektronenröhre und Stellventil folgt, daß es auch für das Stellventil analoge Kenngrößen geben muß. Tafel 2 zeigt eine derartige Gegenüberstellung.

Die angegebenen partiellen Ableitungen für das lineare und das gleichprozentige Ventil folgen aus den Gln. (2) und (4) bzw. (5) und beziehen sich auf einen bestimmten Arbeitspunkt. Auch für die Ventilkenngrößen gilt eine der Barkhausen-Gleichung analoge Beziehung.

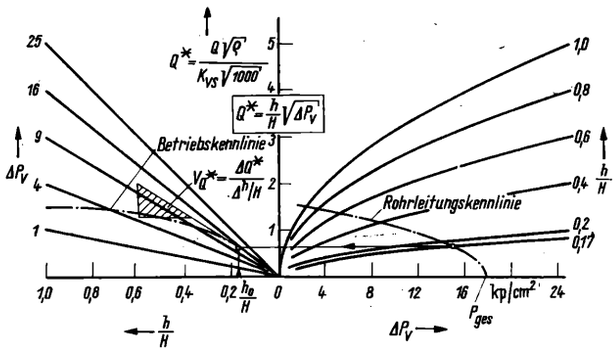


Bild 2. Kennlinienfeld des Stellventils mit linearer Öffnungskennlinie

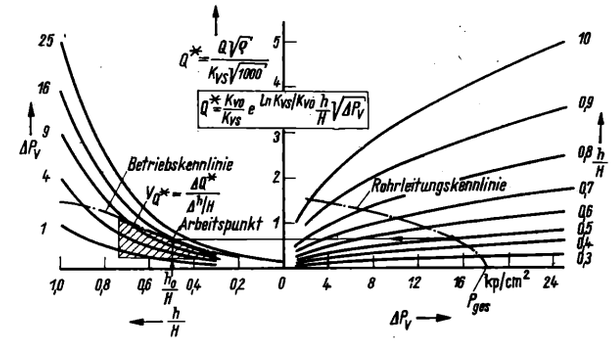


Bild 3. Kennlinienfeld des Stellventils mit gleichprozentiger Öffnungskennlinie

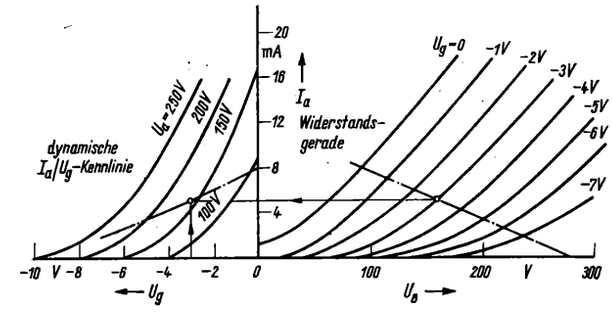


Bild 4. Kennlinienfeld einer Triode

4. Dynamische Kenngrößen

Eine der Voraussetzungen für die Optimierung von Regelkreisen ist die Kenntnis der Übertragungskonstanten bzw.

Tafel 2. Gegenüberstellung der Kenngrößen von Stellventil und Triode

Kenngröße	Triode	Stellventil		
	Definition	Definition	linear	gleichprozentig
Steilheit	$S = \left.\frac{\partial I_a}{\partial U_g}\right\vert U_a = \text{const}$	$S_v = \left.\frac{\partial Q^*}{\partial h/H}\right\vert \Delta p_v = \text{const}$	$\frac{Q_0^*}{h_0/H}$	$n_{gl}\,Q_0^*$
Durchgriff	$D = \left.\frac{\partial U_g}{\partial U_a}\right\vert I_a = \text{const}$	$D_v = \left.\frac{\partial h/H}{\partial \Delta p_v}\right\vert Q^* = \text{const}$	$\frac{1}{2}\frac{h_0}{H}\frac{1}{\Delta p_{v0}}$	$\frac{1}{2}\frac{1}{n_{gl}}\frac{1}{\Delta p_{v0}}$
Innerer Widerstand	$R_i = \left.\frac{\partial U_a}{\partial I_a}\right\vert U_g = \text{const}$	$R_{iv} = \left.\frac{\partial \Delta p_v}{\partial Q^*}\right\vert \frac{h}{H} = \text{const}$	$2\frac{\Delta p_{v0}}{Q_0^*}$	$2\frac{\Delta p_{v0}}{Q_0^*}$
$R_i\,S\,D = 1$		$R_{iv}\,S_v\,D_v = 1$		

Tafel 3. Gegenüberstellung der Verstärkungsfaktoren von Stellventil und Triode

Kenngröße	Triode		
	Definition		
Stromverstärkung	$V_I = S\,\frac{R_i}{R_i + R_a}$		
Spannungsverstärkung	$V_u = \frac{1}{D}\,\frac{R_a}{R_i + R_a}$		
	Stellventil		
	Definition	linear	gleichprozentig
Volumenstrom-verstärkung	$v_Q = S_v\,\frac{R_{iv}}{R_{iv} + R_{av}}$	$\frac{Q_0^*}{h_0/H}\,\frac{\Delta p_{v0}}{\Delta p_{v0} + \Delta p_{L0}}$	$n_{gl}\,Q_0^*\,\frac{\Delta p_{v0}}{\Delta p_{v0} + \Delta p_{L0}}$
Druckverstärkung	$v_{\Delta a} = \frac{1}{D_v}\,\frac{R_{av}}{R_{iv} + R_{av}}$	$2\,\frac{\Delta p_{v0}}{h_0/H}\,\frac{\Delta p_{L0}}{\Delta p_{v0} + \Delta p_{L0}}$	$2\,n_{gl}\,\Delta p_{v0}\,\frac{\Delta p_{L0}}{\Delta p_{v0} + \Delta p_{L0}}$

der Verstärkungsfaktoren eines jeden Übertragungsgliedes. Zur Berechnung beispielsweise der Stromverstärkung in den Schaltungen nach Bild 1 reicht jedoch die Steilheit allein nicht aus, weil sich diese Kenngröße auf $U_a = \text{const}$ bzw. $p_v = \text{const}$ bezieht und die Spannungs- bzw. Druckänderungen, hervorgerufen durch den Belastungswiderstand, nicht berücksichtigt.

Beim Auftreten von Wechselspannungsgrößen gilt im elektrischen Kreis

$$V_I = \frac{I_{a\sim}}{U_{g\sim}} = S_{dyn} = S\,\frac{R_i}{R_i + R_a}. \tag{7}$$

Den Einfluß des Lastwiderstandes erfaßt die dynamische Steilheit S_{dyn}. Die dynamische Aussteuerung einer Triode läßt sich auch im Kennlinienfeld (Bild 4) mit Hilfe der eingezeichneten Widerstandsgeraden darstellen.

Beim Stellventil führt die Berücksichtigung eines Rohrleitungswiderstandes bekanntlich von der Öffnungskennlinie zur Betriebskennlinie. Zunächst muß jedoch für das Stellventil ein analoger Belastungswiderstand R_{av} definiert werden.

Die Rohrleitungsverluste lassen sich unter Benutzung der k_v-Wert-Definition in der Form

$$\Delta p_L = Q^{*2}\left(\frac{k_{vs}}{k_{vL}}\right)^2 \tag{8}$$

darstellen.

Der Zusammenhang zwischen Druckabfall und Volumenstrom ist nichtlinear. In die Kennlinienfelder (Bilder 2 und 3) wurden je eine Rohrleitungskennlinie nach den Werten des nachfolgenden Berechnungsbeispiels und die dazugehörige Betriebskennlinie eingezeichnet.

Dabei wurde wie auch in den folgenden Ausführungen vorausgesetzt, daß p_{ges} unabhängig vom Volumenstrom konstant ist.

Der analoge Belastungswiderstand R_{av} ergibt sich durch Linearisierung.

$$R_{av} = \frac{\partial \Delta p_L}{\partial Q^*} = 2\,\frac{\Delta p_{L0}}{Q_0^*}$$

Unter diesen Voraussetzungen läßt sich für das Stellventil folgende Beziehung angeben

$$V_Q = \frac{\Delta Q^*}{\Delta h/H} = S_{dyn\,v} = S_v\,\frac{R_{iv}}{R_{iv} + R_{av}}. \tag{9}$$

In Tafel 3 werden die Ergebnisse zusammengefaßt.

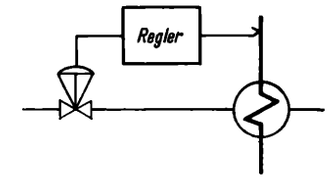


Bild 5. Stellventil im Regelkreis eines Wärmetauschers
$Q_{min} = 14{,}5\ m^3/h$,
$Q_{norm} = 34{,}1\ m^3/h$,
$Q_{max} = 66{,}5\ m^3/h$,
$p_{ges} = 18\ kp/cm^2$,
$k_{vL} = 19\ m^3/h$,
$\varrho = 1000\ kg/m^3$

5. Anwendungsbeispiel

Für ein Stellventil, das sich im Zulauf eines Wärmetauschers befindet (Bild 4), soll die Volumenstromverstärkung V_Q berechnet werden. Dieser Kennwert wird zur Optimierung des Regelkreises benötigt. Zum Ausregeln der auftretenden Störungen wurden folgende Volumenströme im Heißwasserkreislauf festgelegt:

$$Q_{min} = 14{,}5\,\frac{m^3}{h},$$

$$Q_{norm} = Q_0 = 34{,}1\,\frac{m^3}{h},$$

$$Q_{max} = 66{,}5\,\frac{m^3}{h}.$$

Die Leitungsverluste werden durch die Konstante $k_{vL} = 19\ m^3/h$ erfaßt. Mit diesem Wert ergeben sich nach Gl. (8) folgende Druckverluste:

$$\Delta p_{L3} = 0{,}58\ kp/cm^2,$$

$$\Delta p_{L2} = p_{L0} = 3{,}23\ kp/cm^2,$$

$$\Delta p_{L1} = 12{,}2\ kp/cm^2.$$

Unter der Voraussetzung, daß der Druckerzeuger einen vom Volumenstrom unabhängigen Druck $p_{ges} = 18\ kp/cm^2$ liefert, liegen auch die Druckabfälle über dem Ventil fest.

$$\Delta p_{v3} = 17{,}42\,\frac{kp}{cm^2},$$

$$\Delta p_{v2} = p_{v0} = 14{,}77\,\frac{kp}{cm^2},$$

$$\Delta p_{v1} = 5{,}8\,\frac{kp}{cm^2}.$$

Die statische Anpassung nach [3] führt zu einem Ventil mit gleichprozentiger Öffnungskennlinie und folgenden k_v-Werten

$$k_{v\,min} = 3{,}48\,\frac{m^3}{h}, \qquad \frac{h}{H} = 0{,}22,$$

$$k_{v0} = 8{,}85\,\frac{m^3}{h}, \qquad \frac{h}{H} = 0{,}5,$$

$$k_{v\,max} = 27{,}8\,\frac{m^3}{h}, \qquad \frac{h}{H} = 0{,}82,$$

$$k_{vs} = 50\ \frac{m^3}{h}.$$

Nach erfolgter statischer Anpassung kann die Volumenstromverstärkung im Arbeitspunkt nach Gl. (9) berechnet werden.

$$V_Q = \frac{\Delta Q^*}{\Delta \frac{h}{H}} = n_{gl}\, Q_0^* \frac{\Delta p_{v0}}{\Delta p_{v0} + \Delta p_{L0}}$$

bzw. in nicht normierter Darstellung

$$V_Q = \frac{\Delta Q}{\Delta \frac{h}{H}} = n_{gl}\, Q_0 \frac{\Delta p_{v0}}{\Delta p_{v0} + \Delta p_{L0}} = 3{,}4 \cdot 34{,}1 \cdot \frac{14{,}77}{18},$$

$$V_Q = 95 \frac{\mathrm{m^3}}{\mathrm{h}} \text{ (bezogen auf Nennhub)}.$$

Zur Kontrolle wurde im Kennlinienfeld (Bild 3) die Betriebskennlinie konstruiert und der Anstieg $V_Q = \frac{\Delta Q^*}{\Delta h/H}$ im Arbeitspunkt eingetragen. Im Arbeitsbereich des Stellventils ergaben sich günstige Übertragungseigenschaften. Die Betriebskennlinie eines linearen Stellventils (Bild 4) zeigt dagegen ein starkes Ansteigen der Übertragungskonstanten für kleine Hübe.

Verwendete Formelzeichen

$Q \left[\frac{\mathrm{m^3}}{\mathrm{h}}\right]$	Volumenstrom
Δp_v [kp/cm²]	Druckabfall über dem Stellventil
Δp_L [kp/cm²]	Druckabfall über dem Rohrleitungsnetz
p_{ges} [kp/cm²]	vom Druckerzeuger hervorgebrachter Gesamtdruck
h/H [–]	Verhältnis von Ventilhub zu Nennhub
$k_v \left[\frac{\mathrm{m^3}}{\mathrm{h}}\right]$	k_v-Wert
$k_{vs} \left[\frac{\mathrm{m^3}}{\mathrm{h}}\right]$	k_v-Wert bei Nennhub
$k_{vL} \left[\frac{\mathrm{m^3}}{\mathrm{h}}\right]$	k_v-Wert des Rohrleitungsnetzes
$\frac{k_{v0}}{k_{vs}}$ [–]	theoretisches Stellverhältnis. Beim Einheits-Stellventil wurde $\frac{k_{v0}}{k_{vs}} = \frac{1}{30}$ zugrunde gelegt
ϱ [kg/m³]	Dichte des Mediums
U_B [V]	Batteriespannung U_g [V] Gitterspannung
U_a [V]	Anodenspannung I_a [mA] Anodenstrom

Literatur

[1] *Böttcher, W.:* Graphische Bestimmung der Betriebskennlinie von Stellventilen. Regelungstechnik 11 (1963) H. 2, S. 62–70.
[2] *Schäfer, G.:* Die Auswahl von Stellventilen. Regelungstechnik 11 (1963) H. 2, S. 56–62.
[3] Berechnungsunterlagen für Einheits-Stellventile vom VEB Industriearmaturen und Apparatebau Leipzig.
[4] *Schröder, H.:* Elektrische Nachrichtentechnik, Bd. 2. Berlin-Borsigwalde: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH 1966.

msr 3229

Anschrift des Verfassers:

H. Röner, Dipl.-Ing., 705 Leipzig. Riesaer Str. 37.

Ing. R. HOFMANN, Dresden

Einsatz des Prozeßrechners DNEPR in der Chlor-Wasserstoff-Produktion (Teil III)[1]

IA 5.6.3.6

2.2.5. Steuerwertausgabe

Im Ausgabeprogramm werden alle Teilsteuerwerte der Kaskadenstufen im Gleitkommaregime addiert und für die DA-Umsetzung vorbereitet. Relaisausgaben erfolgen ebenfalls durch das Ausgabeprogramm. D-Anteile in den Steueralgorithmen bilden beim Zuschalten große Sprünge im ersten Durchlauf. Deshalb setzt das Ausgabeprogramm die Steuerwertausgabe der durch die Steuerprogramme errechneten Teilsteuerwerte für einige Zyklen aus. Statt dessen erfolgt eine Ausgabe des über das Operatorpult eingegebenen Handsollwertes, der vor der Umschaltung am BMSR-Regler angelegen hat.

3. Modellierung von Regelkreisen

3.1. Notwendigkeit der Modellierung

Durch das verkoppelte Auftreten von Abtastung, Nichtlinearitäten des BMSR-Reglers und der Stellventile sowie Impulsausgabe des BMSR-Reglers ist eine analytische Behandlung nicht möglich. Andererseits sind Verfahren zur Anwendung gekommen, deren Überprüfung und Dimensionierung von Einstellparametern vor dem praktischen Einsatz vorgenommen werden mußten, da die Versuche am Prozeß auf ein Mindestmaß wegen zu hoher Produktionsverluste zu beschränken waren.

3.2. Untersuchung und Dimensionierung einer parallelen Rechner-Mengendifferenzregelung

Auf dem Analogrechner Endim 2000 wurde die Modellierung der Mengendifferenzregelung einschließlich der Erweiterung durch den Rechnerregler vorgenommen. Es konnten auf diesem Wege die Parameter der D-Aufschaltung und die Stellimpulsgröße der zusätzlich zum 5-Punktregler der BMSR-Anlage eingeführten 6. und 7. Stufe des Rechnerreglers festgelegt werden. Außerdem gab die Modellierung Aufschluß über das dynamische Verhalten bei großen und kleinen Störungen.

3.3. Untersuchung und Dimensionierung einer Totzeit-Regelung (Qualitätsregelung)

3.3.1. Ermittlung des zeitlichen Störungsverlaufes vor dem Ofenmodell aus den verzögerten Analysenmeßwerten

Im Rahmen der Modellierung der Qualitätsregelung sollte nach der Bestimmung der Einstellparameter der Regler-

[1] Teil I erschien im H. 1, Teil II im H. 2/70.

struktur die Wirksamkeit und deren Veränderungen bei Vereinfachung des Regelstreckenmodells in der Reglerrückkopplungsschleife bei der Eingabe von echten Prozeßstörungen eines ungeregelten Ofens begutachtet werden. Zu diesem Zweck wurden von den Analysenregisterstreifen H_2/HCl und Cl_2/HCl über einen größeren Zeitabschnitt diskrete Werte abgenommen. Die Differenz beider Analysen ergibt die Regelgröße q_m. Mittels einer Fourierzerlegung dieser in diskreten q_m-Werten vorliegenden Funktion wurden n Fourierkoeffizientenpaare errechnet. Eine Kontrollrechnung ergab eine ausreichend gute Annäherung an die Originalkurve q_m. Mit den errechneten Fourierkoeffizienten ergibt sich die Möglichkeit, die regellose Funktion des stark verzögert gemessenen q-Verlaufes über den inversen Frequenzgang der q-Übertragungsfunktion (Zeitverhalten der Analysengeräte) auf den Eingang des q-Übertragungsgliedes zu transformieren. Die n cos- und n sin-Funktionen wurden zu n cos-Funktionen zusammengefaßt, einzeln transformiert und anschließend addiert. Somit ergibt sich die tatsächliche regellose Störfunktion am Ofenausgang vor den Analysenmessungen. Die Behandlung solcher Probleme und die Anwendung dieses Verfahrens ist z. B. im gegenwärtigen Stadium mittels technisch-wissenschaftlicher Rechner möglich geworden. Die aufgenommene Übertragungsfunktion der Analysengeräte wurde durch ein Übertragungsglied 5. Ordnung gleicher Zeitkonstanten approximiert. Die Frequenzganggleichung lautet dann:

$$F_{(p)} = \frac{1}{(1 + T_p)^5} e^{-T_t p} .$$

Der Totzeitanteil $e^{-T_t p}$ kann bei dieser Betrachtung gestrichen werden, da er nur eine konstante Verschiebung der q-Funktion mit sich bringt. Dieser Frequenzgang kann als eine Reihenschaltung von 5 Gliedern angesehen werden. Daraus ergibt sich für die Amplituden der n cos-Schwingungen am Eingang des q-Übertragungsblockes:

$$q_{(n)} = \frac{q_{m(n)}}{|F_{(n)}|} .$$

Der Betrag von $F_{(n)}$ errechnet sich aus

$$|F_{(n)}| = \frac{1}{\left(\sqrt{1 + T^2 \cdot \omega_{(n)}^2}\right)^5} ,$$

so daß

$$q_{(n)} = q_{m(n)} \sqrt{1 + T^2 \omega_{(n)}^2}^5$$

wird.

Der Phasenwinkel ist dann

$$\widehat{\alpha}_{(n)} = [5 \arctan (- T \omega_{(n)})] .$$

Die Bildung der geschlossenen Eingangsfunktion q erfolgt durch die Gleichung

$$q_{(n,j)} = \left[\sum_{n=1}^{n} q_{(n)} \cos (\omega_0 n j + \widehat{\varphi}_{(n)} - \widehat{\alpha}_{(n)}) \right] + A_0$$

$$n = 1, 2, 3, \ldots , \quad j = 0, 1, 2, \ldots$$

j: Laufvariable der Zeit

$\varphi_{(n)}$: Phasenwinkel, der sich aus der Zusammenfassung der n sin- und n cos-Schwingungen zu n cos-Schwingungen ergibt.

Dieses Verfahren der linearen Transformation einer gegebenen regellosen Ausgangsfunktion eines linearen Übertragungsgliedes auf dessen Eingang mittels seines inversen Frequenzganges wurde überprüft, indem die gewonnene Eingangsfunktion wieder in das Übertragungsglied eingegeben wurde. Die somit erhaltene Ausgangskurve wich von der Vergleichskurve nur über einen kleinen Zeitabschnitt am Anfang des für die Transformation herausgeschnittenen Funktionsteiles ab. Diese Abweichung erklärt sich aus der Anwendung der Fourierzerlegung, die eine Periodizität des herausgenommenen Zeitabschnittes der regellosen q_m-Kurve voraussetzt, was aber für einen stochastischen Kurvenverlauf nicht zutrifft. Alle Rechnungen wurden auf dem NE 503 in ALGOL durchgeführt. Das vorhandene Zeichengerät gestattet eine schnelle Auswertung der gezeichneten Kurven.

3.3.2. Digitale Modellierung der Totzeitregelung

3.3.2.1. Theoretische Vorbetrachtungen

Unter Abschn. 2.2.4.3 wurde die Qualitätsregelung kurz beschrieben. Bei der Modellierung konnte im wesentlichen nur die Dimensionierung der Totzeitreglerstruktur vorgenommen werden. Der Vergleich zwischen einer PID- und der PID-Regelung mit Rückführung für den speziell vorliegenden Fall beschränkte sich im Rahmen dieser Untersuchung auf den Vergleich der Einschwingvorgänge bei einer Sprungstörung und auf die Eigenfrequenzen der geschlossenen Kreise.

Die Auswertung dieser Modellierung ergab, daß die unterschiedliche Wirksamkeit der Reglerstrukturen aus zwei Gründen mit einer Sprungstörung nicht überzeugend nachgewiesen werden konnte:

1. In Totzeitregelkreisen treten diesen Systemen eigene starke Veränderungen der Reglerwirksamkeit in Abhängigkeit von den Störungsfrequenzen auf. Im speziellem Falle wird diese Erscheinung durch die Begrenzung der Stellgeschwindigkeit beeinflußt.
2. Es lassen sich schwer Kriterien für einen exakten Vergleich der Reglerwirksamkeiten finden, nach denen die sich ergebenden unterschiedlichen Reglerparameter beider Reglerstrukturen ermittelt werden können.

Es soll deshalb ein vereinfachter Vergleich unter der Voraussetzung, daß ein PD-Regler den Phasenminimumanteil der Regelstrecke kompensiert, angestellt werden. Dieser Vergleich gestattet, das prinzipielle Verhalten beider Reglerstrukturen zu zeigen. Untersucht wird in jedem Falle der Störfrequenzgang. Die Regelstrecke wird als P-$T1$-T_t-Strecke vereinfacht und in dieser Form in das Regelstreckenmodell der Reglerstruktur aufgenommen. Die Gleichungen der Störfrequenzgänge der geschlossenen Kreise lauten dann:

$$F_z = \frac{1}{1 + \frac{k_s F_R}{1 + T_s p} e^{-T_t p}}$$

für den Regler ohne Rückführung

und

$$F_{zM} = 1 - \frac{1}{\frac{1 + T_s p}{F_R k_s} + 1} e^{-T_t p}$$

für den Regler mitRückführung des Regelstrekkenmodells.

Setzt man nun für den Frequenzgang des Reglers F_R, den des PD-Reglers

$$F_R = k_R \left(\frac{1 + T_s p}{k_s} \right)$$

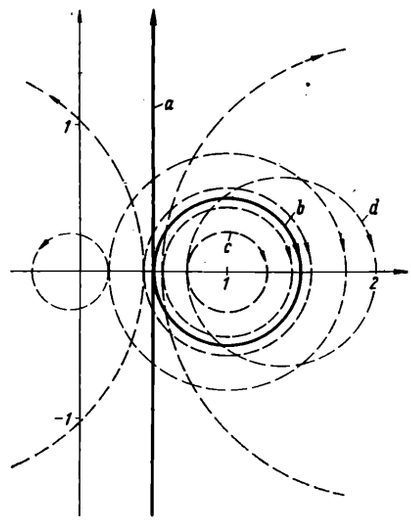


Bild 4. Zielfunktion bei Verschlechterung der Ofengüte
a) Störfrequenzgang der PD-Regelung $k_R = 1$
b) Störfrequenzgang der PD-Regelung mit Regelstreckenmodell $k_R = 1$
c) und d) wie a) und b), jedoch $k_R = 0{,}5$

ein, so lauten die Frequenzganggleichungen

$$F_{z\,PD} = \frac{1}{1 + k_R\, e^{-T_t p}}$$

und

$$F_{zM\,PD} = 1 - \frac{1}{k_R - 1}\, e^{-T_t p}\,.$$

Im Bild 4 sind die Störortskurven beider Reglerstrukturen im geschlossenen Kreis mit den vorgenannten Frequenzganggleichungen dargestellt. Es zeigt sich, daß der Regelkreis mit dem Regler ohne Rückführung bei der gewählten Reglereinstellung für eine bestimmte Frequenz und deren Vielfache ein instabiles Verhalten besitzt. Beim Regler mit Rückführung tritt für diese Frequenz an den entsprechenden Stellen nur eine Überhöhung der Ortskurve ein, die maximal das Doppelte der Störungsamplitude für $k_R \to \infty$ annehmen kann. Die Überhöhung ist bei unterschiedlichen k_R-Faktoren gegenüber der des Reglers ohne Rückführung immer entsprechend geringer. Einen weiteren Vorteil stellt das verbesserte Führungsverhalten der Reglerstruktur mit Rückführung dar, das hier ebenfalls eine Rolle spielt, da die Qualitätsregelung von der Optimierung geführt wird. Diese Vorbetrachtungen sollen ausreichen, um die prinzipiellen Charakteristiken beider Reglerstrukturen bei einer Regelstrecke mit erheblicher Totzeit zu veranschaulichen.

3.3.2.2. Digitale Modellierungen

Die Aufgabe dieser Modellierung bestand darin, das System selbst zu studieren und die Reglerparameter festzulegen. Außerdem sollten Vereinfachungen im Regelstreckenmodell der Reglerstruktur vorgenommen werden, deren Auswirkungen abzuschätzen waren. Für die digitale Modellierung der Regelung wurde die Regelstrecke aus dem Komplex der Differenzenregelung, dem statischen Ofenmodell und den Übertragungsgliedern der Analysengeräte gebildet. Im Regelstreckenmodell der Reglerstruktur wurde das Zeitverhalten der Differenzenregelung vernachlässigt und dieser Regelstreckenkomplex als P-Glied angesetzt (Bild 2). Zur Modellierung des geschlossenen Kreises wurde ein im VEB Kombinat ROBOTRON entwickeltes Programmiersystem für die Modellierung von dynamischen Systemen auf dem Digitalrechner NE 503 benutzt. Auf die Darstellung der der digitalen Modellierung anhaftenden spezifischen Fragen muß hier verzichtet und auf [4] verwiesen werden. Bei der Modellierung wurde eine Untersuchungsmethodik gewählt, die analytische Vorbetrachtungen umgeht, da in diesem Falle auf Grund der komplexen Regelstrecke eine analytische Untersuchung nicht möglich ist. Da die Rechenzeit bei der Darstellung des Einschwingverhaltens auf dem NE 503 mit der Prozeßechtzeit nahezu zusammenfällt, ist es erforderlich, Dimensionierungsregeln für die Reglerparameter heranzuziehen, die mit wenig Rechenzeitaufwand ein Studium des Systemverhaltens bei determinierten und stochastischen Störungen sowie die Dimensionierungen des P-, I- und D-Anteiles gestatten. Eine optimale Dimensionierung für einen Zeitabschnitt echter Prozeßstörungen wurde nicht für notwendig erachtet, weil den modellierten Prozeßgliedern selbst die Ungenauigkeiten der Kennwertermittlung anhaften. Die Bestimmung der Reglerparameter wurde nach den Einstellregeln von *J. G. Ziegler* und *N. B. Nichols* vorgenommen.

Der geschlossene Kreis wurde mit einem P-Regler an die Stabilitätsgrenze gebracht. Über den so ermittelten kritischen Verstärkungsgrad und über die dabei aufgetretene Schwingungsdauer lassen sich die Parameter des PID-Reglers errechnen. Mit diesen Einstellwerten wurde ein Einschwingvorgang einer Sprungstörung simuliert. Der Einschwingvorgang verlief mit einer Überschwingung erwartungsgemäß. Weiterhin war der Einfluß der Modellvereinfachung zu untersuchen. Zuerst wurden das Übertragungsverhalten 5. Ordnung gleicher Zeitkonstanten mit einem Glied 1. Ordnung angenähert und Veränderungen der Regelgüte (quadratische Regelfläche) bei echten, stochastischen Prozeßstörungen eingeschätzt. Die Veränderungen waren vernachlässigbar klein. Weiterhin ergab die Erhöhung der Totzeitzykluszeit auf das Dreifache keine wesentlichen Verschlechterungen. Die Elementarschrittweite der digitalen Modellierung betrug ein Zehntel der kleinsten Zeitkonstante der Regelstreckenglieder. Auswerteglieder des Modellierungssystems in Verbindung mit dem Zeichengerät des NE 503 erlauben eine schnelle Auswertung eines Modellierungsversuches. Die Eigenfrequenz des Kreises liegt, verglichen mit einer PID-Regelung ohne Rückführung des Regelstreckenmodells, doppelt so hoch. Für die Modellierung wurden insgesamt 10 h Rechenzeit benötigt.

4. Programmierung und Erprobung

4.1. Programmierung

Der überwiegende Teil aller Nutzprogramme wurde im Festkommaregime programmiert. Programmteile des Optimierungs- und des Ausgabeprogrammes sind aus Gründen der Genauigkeit und der Verarbeitung in einem größeren Zahlenbereich im Gleitkommaregime programmiert. Da der Rechner einen Passivspeicher besitzt, mußten von Beginn an alle variablen Befehle, also vorwiegend Adressenrechnungen, mit Fixatorbefehlen programmiert werden, um nach dem Einfahren der Programme im Operativspeicher ohne prinzipielle Änderungen die Programme in den Passivspeicher übernehmen zu können. Schwierigkeiten bei der Programmierung entstanden insofern, daß bei der Parallelarbeit mehrerer Programmierer eine optimale Speicheraufteilung bezüglich Befehls-, Konstanten- und Arbeitsspeicherzellen nicht möglich war und sich deshalb nach dem Einfahren aller Programme eine Überarbeitung erforderlich machte. Zum Einfahren der Programme waren Vergleichsberechnungen zur Testung der Programme und des maximal auf-

tretenden Stellenbereiches erforderlich. Für jedes Nutzprogramm wurden Einfahrkonzeptionen aufgestellt, die das Einfahren an der Maschine beschleunigten.

4.2. Programmtest

4.2.1. Programmtest im prozeßparallelen Betrieb

Nachdem die Maschine mit einem eigenen Testprogramm über 6 Wochen erfolgreich getestet wurde, konnten alle Nutzprogramme einzeln und anschließend das Zusammenspiel aller Programme getestet werden, wobei die dazu notwendigen Meßwerte über einen Meßwertsimulator an die Maschine geführt wurden. Der Übergang von den getesteten Einzelprogrammen zu dem fehlerfrei arbeitenden Gesamtprogramm brachte keine Schwierigkeiten mit sich.

4.2.2. Programmtest im prozeßgekoppelten Betrieb im offenen Kreis

In diesem Testabschnitt stand die Signalanalyse der über 1 km übertragenen echten Meßwerte im Vordergrund. Ein eigens dafür aufgestelltes Prüfprogramm ermittelte den Störpegel. Folgende Meßkreisstörungen traten auf:

1. Kompensatorisch arbeitende Mehrkanalpunktschreiber im Meßkreis trugen Impulse bei der Meßstellenumschaltung in die Meßwertbildung für den Rechner, da bei der Umschaltung kurzzeitig galvanische Verbindungen bestanden. Dieser Fehler konnte durch Nachjustieren des Meßstellenumschalters vom Schreiber beseitigt werden.
2. Stromstöße im gleichen Meßkreis, hervorgerufen durch den Kompensationsstrom bei unterschiedlich großen benachbarten Meßwerten, verursachten ebenfalls Impulse im Rechnermeßkreis. Die Impulse konnten etwas gedämpft werden.
3. Der allgemeine Rauschpegel lag bei etwa 20 mV. Durch verstärkte Ablockung mit Kondensatoren war eine Senkung des Rauschpegels auf etwa 10 mV möglich.

Mit diesen Maßnahmen konnten die Meßwerte vom Rechner mit einem Rauschpegel $< \pm 3‰$ erfaßt werden. Ein qualitativer Funktionstest im offenen Kreis mit echten Meßwerten sicherte die einwandfreie Funktion des Gesamtprogrammes als Voraussetzung für das Zuschalten des Rechners auch ausgangsseitig an den Prozeß.

4.3. Programmerprobung im prozeßgekoppelten Betrieb im geschlossenen Kreis

Um eine stoßarme Zuschaltung des Rechners an den Prozeß zu ermöglichen, sind folgende Vorkehrungen getroffen worden:

1. Mehrmalige Analogausgabe des in den Rechner ofenspezifisch eingegebenen Handsollwertes zur Unterdrückung von Differentiationsanteilen und Verstimmungen, die aus dem Einlaufen der Meßwerte in ihren Endzustand durch Mittelung entstehen.
2. Durch Eingabe von angepaßten Sollwerten der Qualitätsregelung und der Vorwärtssteuerung ergeben sich beim ersten Eingriff des Rechners nur kleine Regelabweichungen und Steuergrößen.
3. Alle Steueralgorithmen können einzeln, ofenspezifisch über eine variierbare Dämpfung zugeschaltet werden.
4. Die Kontrolle einer stoßarmen Zuschaltung des Rechners erfolgt über akustische Signale wie auch über Leuchtsignale.

Beim Abschalten von rechnergesteuerten Öfen wird der stoßfreie Übergang durch ein Verblocken der Öfen im momentanen Zustand und durch ein neues Einrichten des Handsollwertes, d. h. Erreichen der Regelabweichung nahe Null, gewährleistet. Bei Fehlsteuerung durch den Rechner erfolgt die Abschaltung so schnell, daß ein Weglaufen der Öfen auf Grund der geringen Impulsstellgeschwindigkeit in zulässigen Grenzen liegt.

Die Steuerprogramme wurden einzeln im geschlossenen Kreis erprobt und ihre Wirksamkeit nachgewiesen. Dazu waren Betriebsstörungen erforderlich, die teilweise künstlich erzeugt wurden. Die organisatorischen und rein technischen Schwierigkeiten bekannter Art konnten hier auf Grund des vorliegenden Verständnisses für die Problematik bei den zuständigen Betriebsleitungen schnell überwunden werden. Schwierigkeiten algorithmischer Art traten bei der Anpassung des Regelstreckenmodells in der Qualitätsregelung auf. Große Veränderungen der Totzeit machten eine Erweiterung auf zwei unterschiedliche, frei zuzuordnende Modelle notwendig. Zur besseren Modellanpassung wird der Übertragungsfaktor entsprechend der Ofenbelastung laufend berechnet. Bemerkenswert ist außerdem, daß die Vorwärtssteuerung in Verbindung mit der Qualitätsregelung auf Grund von Kopplungen zwischen dem Cl_2- und H_2-Netz zu einer entdämpften Schwingung anregt, die jedoch über die D-Aufschaltungen der Mengendifferenzregelung wieder gedämpft werden konnte.

4.4. Ergebnisse

Mit diesem Einsatzbeispiel wurde nachgewiesen, daß in der chemischen Industrie die Anwendung von Prozeßrechnern in größerem Maße vorteilhaft betrieben werden kann. Diese Schlußfolgerungen resultieren aus der erreichten Verfügbarkeit des Prozeßrechners von 99,5% sowie aus dem erreichten Gewinn, der sich aus der Qualitätsverbesserung des HCl-Gases, der größeren Gleichmäßigkeit der HCl-Erzeugung, dem Abfangen größerer Betriebsstörungen und dem optimalen Fahren der HCl-Öfen zusammensetzt. Die Amortisationszeit beträgt nach einer ersten Abschätzung 2—3 Jahre. Dieser Einsatzfall zeigt auch, daß mit dem Prozeßrechner neben dem Vorteil der freien Programmierbarkeit und damit der besseren Anpassungsfähigkeit an Prozeßveränderungen beliebige technologische und technisch-organisatorische Strukturen des Betriebsablaufes, neueste Verfahren der Prozeßsteuerung selbst, die bisher der technischen Nutzung mit konventionellen Mitteln versagt blieben, beherrscht werden. Damit übernimmt der Prozeßrechner nicht nur das breite Gebiet der konventionellen Steuerung von Industrieanlagen, sondern erweitert die Möglichkeit der technischen Anwendung von Steuerverfahren beträchtlich, was eine neue qualitative Stufe auf dem Gebiet der Steuerung von Produktionsprozessen darstellt.

In diesem Zusammenhang muß jedoch geäußert werden, daß Meß- und Stellglieder sowie Transmitter in Verbindung mit dem Einsatz von Prozeßrechnern störungsfreier und teilweise genauer arbeiten müssen, da die Stellglieder oft kleineren Verstellungen folgen müssen und die Meßglieder nicht mehr nur für eine Anzeige und Registrierung, sondern als Eingangsgrößen für Steuerungen und Regelungen benutzt werden. Die häufigsten Störungen treten innerhalb der Prozeßperipherie, nicht am Prozeßrechnersystem, auf.

Im Ergebnis dieses Einsatzfalles wird festgestellt, daß die durch digitale Modellierungen gefundenen Einstellparameter der Qualitätsregelung und der Optimierung am rechnergesteuerten Prozeß reproduzierbar waren. Aus diesem Grunde konnten Produktionsverluste beim Einfahren der

Programme im prozeßgekoppelten Betrieb im geschlossenen Kreis weitestgehend vermieden werden. Lediglich starke D-Aufschaltungen, wie sie auf Grund der Regelstreckendynamik der Mengendifferenzregelung notwendig waren, konnten nur schwächer aufgeschaltet werden, da die Verstärkung von Meßwertstörungen zu hoch war.

Im praktischen Einsatz wurde der wirksame Eingriff aller Steueralgorithmen in der beschriebenen Kaskadensteuerung im Vergleich mit Öfen, die nicht an den Rechner geschaltet waren, nachgewiesen.

Abschließend soll noch betont werden, daß dieses positive Ergebnis nur durch eine gute kollektive Zusammenarbeit der sowjetischen Partner, aller im VEB Chemische Werke Buna und im VEB Kombinat ROBOTRON, GFZ, beteiligten Werktätigen und ingenieur-technischen Mitarbeiter möglich war.

Literatur

[1] *Hilscher, K.:* Kennwertbestimmung aus der Übergangsfunktion bei Geräten und Strecken, deren Übergangsfunktion sich durch n Verzögerungsglieder mit gleicher Zeitkonstante T einschließlich einer Totzeit T_t approximieren läßt. msr 7 (1964) H. 8, S. 272/273.

[2] *Smith, O.:* A controller to overcome dead time (Ein Regler zur Überwindung der Totzeit.) JSA-Journal, Pittsburgh 6 (1959) H. 2, S. 28–33.

[3] *Schmidt, G.:* Vergleich verschiedener Totzeitregelsysteme. msr 10 (1967) H. 2, S. 71–75.

[4] *Bergholz, G.,* und *W. Born:* Programmiersystem für die Modellierung von dynamischen Systemen auf einem Digitalrechner. Rechentechnik Datenverarbeitung 4 (1967) H. 1, S. 21–28.

[5] *Bergholz, G.:* Entwurf von Steuerungsalgorithmen und Untersuchung der dynamischen Eigenschaften für ein Extremalsystem mit passivem Suchsignal. Dissertation, eingereicht bei der Fakultät für Schwachstromtechnik der Technischen Hochschule Ilmenau 1969.

msr 3220

Anschrift des Verfassers:

R. Hofmann, Ing. Ing., VEB KOMBINAT ROBOTRON, Großforschungszentrum, 808 Dresden; Königsbrücker Landstraße, Postfach 40.

Ing. H. WEISSGERBER und H. KRAUSS, Karl-Marx-Stadt

Direkte C-Potentialmessung und -regelung von Trägergasatmosphären für die Gasaufkohlung

1A 3.2.4.2

Einleitung[1])

Einsatzhärten ist ein wichtiger Verfahrenskomplex zur Erhöhung der Oberflächenhärte, des Verschleißwiderstandes und der Verbesserung der Festigkeitseigenschaften von Bauteilen. Der Komplex besteht aus den Verfahren Aufkohlen und Härten. Der zeitintensivste, kosten- und qualitätsbestimmende Teil ist die Aufkohlung. Als wichtige, qualitätsbeeinflussende Größe ist der Randkohlenstoffgehalt einsatzgehärteter Teile anzusehen. Es wurden eine ganze Reihe von Methoden entwickelt, um den Randkohlenstoffgehalt der Teile zu überwachen, zu kontrollieren und zu regeln. Der Aufkohlungsvorgang und damit verbunden die Kohlenstoffkonzentration im Rand wird wesentlich vom C-Potential des Aufkohlungsmittels beeinflußt. Unter C-Potential versteht man den Kohlenstoffgehalt, den eine Reineisenprobe bei einer bestimmten Temperatur nach Erreichen des Gleichgewichtszustandes mit der Ofenatmosphäre annimmt. Zur Bestimmung des C-Potentials gibt es indirekte und direkte Meßverfahren. Die indirekten Meßverfahren beruhen auf der Tatsache, daß auf Grund der bekannten Gleichgewichtsbeziehungen unter bestimmten Bedingungen der CO_2- bzw. H_2O-Gehalt des Kohlungsgases in einem direkten Zusammenhang mit dem C-Potential stehen. Anwendung finden die Taupunktmessung (Bestimmung des H_2O-Anteiles) und die Infrarotanalyse (Bestimmung des CO_2-Anteiles). Voraussetzung für die Anwendung der indirekten Messung sind konstante Temperatur im Aufkohlungsofen, Erzeugung des Trägergases aus gleichbleibendem Rohstoff, gleichbleibende Chargenmasse und -oberfläche und gleicher Ofenzustand (z. B. Ausmauerung, Sättigungsgrad) [1].

Da für die Trägergaserzeugung entsprechend den örtlichen Gegebenheiten und den damit verbundenen ökonomischen Gesichtspunkten unterschiedliche Ausgangsgase, z. B. Propan, Stadtgas, Ferngas, zum Einsatz kommen können und die Forderung nach gleichbleibender Chargenoberfläche nicht immer eingehalten werden kann, ist diese Voraussetzung nicht in jedem Fall zu erfüllen.

Bei der direkten Messung des C-Potentials wird unmittelbar die Kohlenstoffaufnahme des Stahles gemessen. Die Bestimmung des Kohlenstoffgehaltes aufgekohlter Folien oder anderer Proben ergibt zwar die zuverlässigsten Meßergebnisse, ist aber für eine kontinuierliche Überwachung und Regelung der Kohlungsatmosphäre nicht geeignet. Auch werden besondere Anforderungen an die Probenahme gestellt. Aufbauend auf der physikalischen Gesetzmäßigkeit, daß sich der elektrische Widerstand von Eisen bei Aufnahme von Kohlenstoff linear ändert, wurde die Widerstandsmethode als direktes Meßverfahren entwickelt [2].

Als weiteres Meß- und Regelprinzip ist noch das Aichelin-Carbonat C-Verfahren zu erwähnen, das im Prinzip auf der Infrarotgasanalyse mit zusätzlicher Temperaturmessung an der Entnahmestelle und direkter Eichung des Gesamtsystems durch Folien aufbaut [3] und [4]. Das Meßergebnis wird direkt in % C angezeigt. Es handelt sich hier also um ein indirektes Meßverfahren mit empirischer Eichung durch Folien.

1. Erzeugung von Kohlungsgas unter Verwendung endothermer Schutzgaserzeuger

Die Erzeugung von Kohlungsgas setzt sich im Prinzip aus zwei Stufen zusammen.

In der ersten Stufe wird das Ausgangsgas (Propan, Stadtgas, Ferngas oder Erdgas) unter Zugabe von Luft endotherm aufgespalten und ein Schutz- oder Trägergas erzeugt. In Abhängigkeit von der Zusammensetzung des Ausgangsgases, der Spaltretortentemperatur und des Gas–Luft-Verhältnisses wird eine bestimmte Zusammensetzung des Endogases mit einem entsprechenden C-Potential erreicht.

[1]) Mitteilung des Zentralinstituts für Fertigungstechnik des Maschinenbaues, Karl-Marx-Stadt.

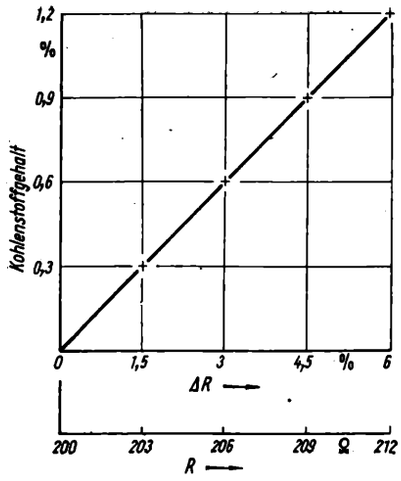


Bild 1. $\Delta R = f(\Delta C)$ [2]

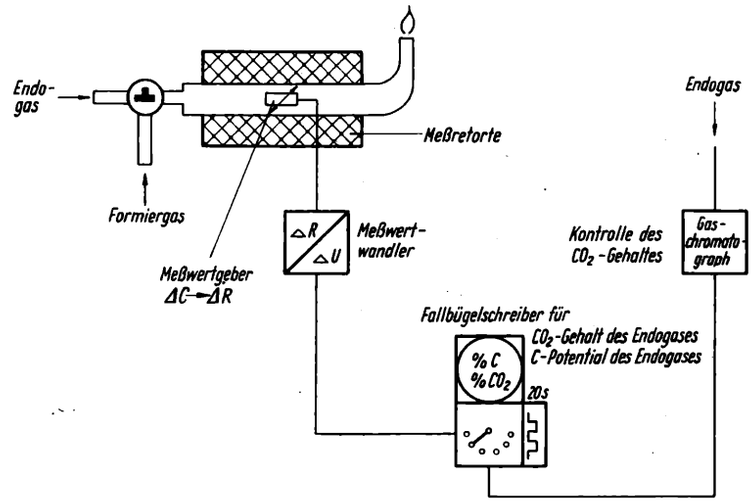


Bild 2. Signalfluß der Meßwerte (schematisch)

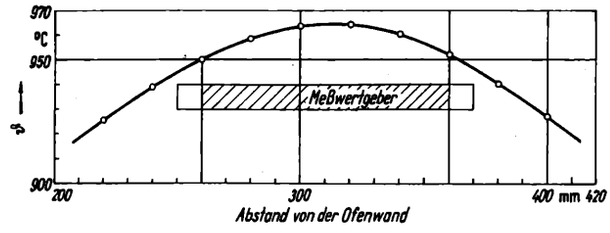


Bild 3. Temperaturverteilung am Meßfühler

In der zweiten Stufe werden dem Endogas (Trägergas) vor der Aufkohlungsanlage Kohlenwasserstoffe (meist Propan) zugesetzt, um das C-Potential auf den für eine Einsatzhärtung erforderlichen Wert anzuheben.

Vom Zentralinstitut für Fertigungstechnik des Maschinenbaues, Karl-Marx-Stadt, wurde in Zusammenarbeit mit dem VEB Elektroindustrieofenbau Römhild ein Endogenerator SGE 20 — System ZIF — entwickelt [5]. Der Grundaufbau des Generators einschließlich Meß- und Regelsystem wurde so gewählt, daß verschiedene Ausgangsgase verwendet werden können. Da, wie bereits weiter vorn angeführt, Fern- und Stadtgas im Gegensatz zu Propan größere Analysenschwankungen aufweisen, wurde eine direkte C-Potentialmeßmethode entwickelt und erprobt.

2. Direkte Messung des C-Potentials nach der Eindrahtmethode

2.1. Prinzip

Für die Meßwertbildung wird im Gegensatz zu der bekannten Zweidrahtmethode [6] nur ein Meßwertgeber verwendet. Das sensible Element besteht aus etwa 2 m Reinsteisendraht mit einem Durchmesser von 0,12 mm. Der Widerstand dieses Meßdrahtes beträgt bei einer Temperatur von 950 °C und einem Restkohlenstoffgehalt von $< 0{,}02\%$ etwa 200 Ω. Bei Aufnahme von Kohlenstoff steigt der Widerstand des Meßdrahtes.

Im Bereich der Aufkohlungstemperatur und bei normalem Kohlenstoffangebot ($< 1{,}2\%$ C) ist die Widerstandsänderung direkt proportional der Kohlenstoffaufnahme.

Im austenitischen Bereich entspricht eine Änderung des Kohlenstoffgehaltes von 1% annähernd einer Änderung des elektrischen Widerstandes von 5%. Bei dem in Frage kommenden Meßbereich zwischen 0% und 1,2% C entspricht das einer Widerstandsänderung (ΔR) von 6% (Bild 1).

Der Meßwiderstand nimmt demnach Werte zwischen 200 und 212 Ω an. Diese Widerstandsänderung wird im Meßwertwandler in eine Spannungsänderung gewandelt, die sowohl dem Schreiber als auch dem Reglereingang zugeführt wird. Eine Meßstelle eines 6fach-Fallbügelpunktschreibers mit einem Skalenendwert von 1,25% C registriert den Verlauf des C-Potentials. Im Bild 2 ist der Informationsfluß der Meßwerte schematisch dargestellt.

Zur Überwachung und Sicherung des Meß- und Regelsystems, der einwandfreien endothermen Gasspaltung und der Spaltkontaktregenerierung ist weiterhin ein Infrarotgasanalysator Infralyt III zur Messung des CO_2-Anteiles des Trägergases eingebaut.

2.2. Konstruktiver Aufbau

Der konstruktive Aufbau des Meßsystems ist den Erfordernissen eines Dauerbetriebes in Härtereien angepaßt. Die Messung des C-Potentials erfolgt in einer speziellen Meßretorte, in der der Meßfühler untergebracht ist. In dieser Retorte wird das Trägergas auf die entsprechende Aufkohlungstemperatur aufgeheizt und am Meßfühler vorbeigeführt. Die Temperaturschwankung am Meßfühler muß in sehr engen Grenzen gehalten werden ($< \pm 2$ °C), um Fehler durch Temperatureinflüsse auszuschließen. Bild 3 zeigt die Temperaturverteilung am Meßfühler.

Zur Temperaturregelung wird ein handelsüblicher Fallbügelregler mit Thermostat verwendet. Der Meßwertwandler mit den Informationsausgängen für Schreiber und Regler ist vollkommen mit Halbleitern bestückt. Die einzelnen Baugruppen — Netzteil, Diodenteil und Spannungsteiler — sind in Rahmen und Kassetten des URS-Systems untergebracht. Dadurch wird eine leichte Zugänglichkeit der Baugruppen erreicht.

Zur Überprüfung des Nullpunktes des Meßsystems wird der Meßretorte Formiergas (80% N_2; 20% H_2) aus einer Hochdruckflasche über Druckminderventile zugeführt.

2.3. Ergebnisse

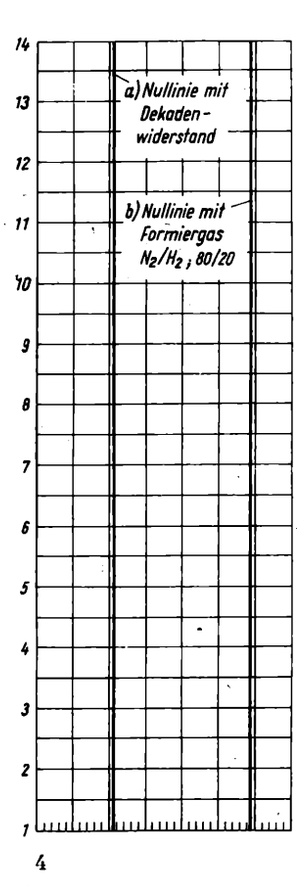
Mit diesem Meß- und Registriersystem werden im praktischen Einsatz reproduzierbare Ergebnisse erreicht. Bild 4

zeigt das stabile Verhalten des Meßsystems, Bild 5 das Verhalten des Meßsystems im praktischen Einsatz mit aus Ferngas erzeugtem Trägergas. Aus Bild 5 ist das gegenläufige Verhalten von CO_2 und C-Potential zu erkennen. Die relativ großen Schwankungen des C-Potentials, besonders im Bereich von 1°° bis 8°° Uhr unterstreichen die Forderung nach einem geregelten Trägergas. Nach 8°° Uhr zeigt sich eine gute Konstanz des C-Potentials. Dies ist auf eine weitgehend gleichbleibende Zusammensetzung des Ferngases und auf eine gute Druckkonstanz des Gasnetzes zurückzuführen. Zu bemerken wäre, daß diese Verhältnisse an einem Sonntag auftraten. Die durchgeführten Nullpunktkontrollen bestätigen die Meßergebnisse.

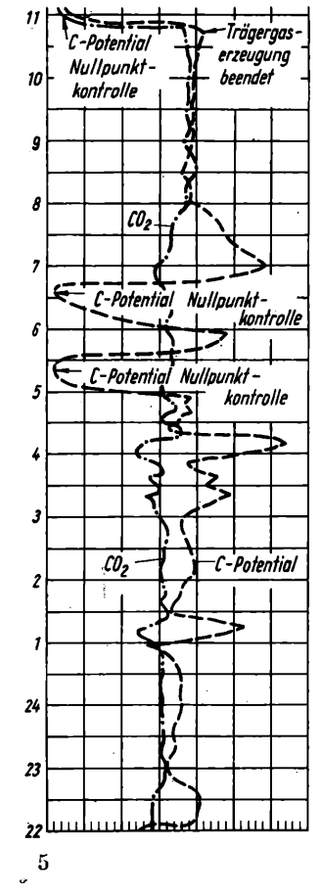
Für die einwandfreie Funktion des Meßsystems und besonders für den praktischen Einsatz dieses Systems ist die Standzeit der Meßfühler von besonderer Bedeutung.

Die Erprobungsversuche unter Betriebsbedingungen haben gezeigt, daß bei einwandfreier Behandlung die Meßfühler Standzeiten von mehreren hundert Stunden aufweisen. Es kann demnach eine Einsatzdauer von mindestens einer Woche unter Bedingungen des 3-Schicht-Betriebes garantiert werden. Reservemeßfühler stehen zur Verfügung, so daß bei Störungen eine schnelle Auswechselung möglich ist. Die Erneuerung eines defekten Meßfühlers bezieht sich in der Regel nur auf die Auswechselung des Reinsteisendrahtes und kann nach einiger Übung innerhalb von 15 bis 30 min realisiert werden.

Auf Grund der während der Dauererprobung gewonnenen Erkenntnisse war es möglich, den Formierzyklus zur Nullpunktkontrolle von ursprünglich 8 auf 24 h zu erhöhen. Weiterhin hat sich die „doppelte" Auslegung der Meßeinrichtung (CO_2-Messung und C-Potentialmessung) bewährt. Durch das gegenläufige Verhalten beider Meßsysteme können eventuell auftretende Fehler rechtzeitig erkannt werden.



4



5

Bild 4. Nullpunktkonstanz
a) Konstanz der elektronischen Bauelemente ohne Meßfühler unter Verwendung eines Präzisionswiderstandes
b) Konstanz des Meßsystems mit Meßfühler beim Spülen der Meßretorte mit Formiergas

Bild 5. Registrierter C-Potentialverlauf von Trägergas aus Ferngas (ohne Regelung)

3. Regelung des C-Potentials

Die Regelung hat die Aufgabe, das Ausgangsgas–Luft-Verhältnis in Abhängigkeit vom C-Potential zu regeln. Ausgangspunkt hierfür ist die im Abschn. 2 beschriebene direkte C-Potentialmeßmethode.

3.1. Prinzip und konstruktiver Aufbau

Zur Regelung des Ausgangsgas–Luft-Verhältnisses wird ein elektronischer Verstärker auf Halbleiterbasis eingesetzt. Dem Verstärkereingang wird die Differenzspannung zwischen Sollwert und Istwert der C-Potentialmeßeinrichtung eingespeist. In Abhängigkeit von der Polarität des Signals wird ein Ferrarismotor vom Verstärkerausgang in Rechts- bzw. Linkslauf versetzt. Über eine entsprechende Übersetzung wird ein Ventil bewegt, das eine Mengenänderung der zu regelnden Komponente (bei Stadt- bzw. Ferngas-Luftgemischen Luft, bei Propan-Luftgemischen Propan) bewirkt und somit das Ausgangsgas–Luft-Verhältnis beeinflußt.

Zur Kompensierung der Totzeiten in den Rohrleitungen, der relativ großen Zeitkonstante in der Spaltretorte und des Meßfühlers wurde eine diskontinuierliche PI-Regelung vorgesehen. Zur Einstellung der erforderlichen Impuls- bzw. Pausenzeit sind Zeitrelais vorgesehen.

Der Regelverstärker wurde aus Bausteinen des URS-Systems und einigen zusätzlich entwickelten Baugruppen aufgebaut. Für die Regelung der relativ geringen Luft- bzw. Gasmengen bei niedrigem Druck stand kein geeignetes Motorstellventil zur Verfügung. Es mußte entwickelt werden. Im Bild 6 ist das gesamte Meß- und Regelsystem schematisch dargestellt.

3.2. Ergebnisse

Zielstellung der Betriebserprobung war die Erzeugung eines geregelten Trägergases mit einem C-Potential von etwa 0,4 bzw. 0,5% C mit einer möglichst geringen Abweichung (etwa $\pm$ 0,05% C) vom Sollwert. Als Ausgangsgas stand Ferngas mit folgender Mittelwertanalyse zur Verfügung:

CO_2	4,8%	H_2	48,6%
O_2	0,4 (0,7)%	CH_4	14,5%
CO	16,7%	CnHm	1,6%
N_2	12,2%		

Daraus ergeben sich für die endotherme Aufspaltung ein Mischungsverhältnis Gas/Luft $\approx$ 1:0,35 und ein Ausdehnungsfaktor von 1,21. Die gaschromatographische Analyse des erzeugten Trägergases ergab folgende Werte:

CO	24,8 bis 26,5%	CH_4	0,2 bis 0,4%
H_2	48,5 bis 49,8%	CnHm	—
N_2	24,2 bis 24,4%	CO_2	0,0 bis 0,6% (variierbar)

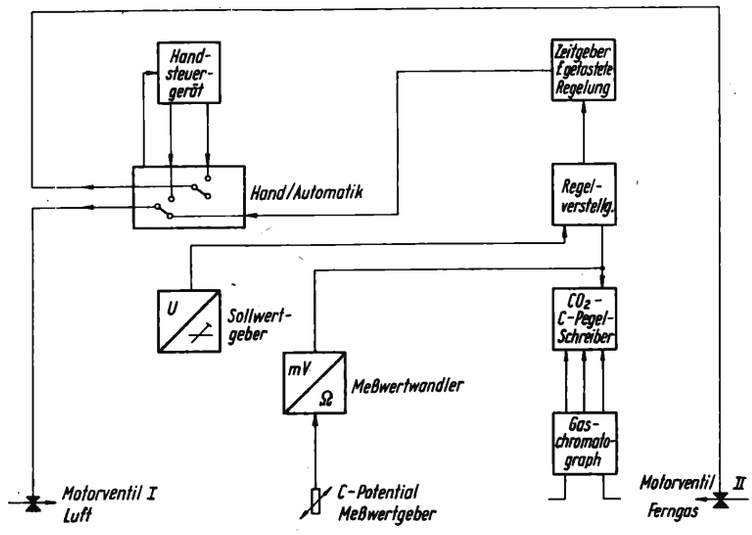


Bild 6. Schematische Darstellung des Meß- und Regelsystems

Nach Anpassung der Impuls- und Pausenzeiten an das gesamte Anlagensystem und Einstellung der günstigsten Ansprechempfindlichkeit des Regelsystems ($\pm$ 0,02% C) wurde eine zufriedenstellende, den technischen Forderungen entsprechende Regelgenauigkeit erreicht. Bild 7 zeigt einen Ausschnitt aus einem Registrierstreifen. Die Linie *a* zeigt den C-Potentialverlauf und Linie *b* den CO_2-Verlauf des geregelten Trägergases.

Die Auswertung ergab, daß während 94% der Laufzeit die Abweichungen vom vorgegebenen C-Potential-Sollwert max. $\pm$ 0,05% C betrugen. Die Regelung arbeitete einwandfrei und mußte zeitweise Gasmengenänderungen (u. a. durch Druckschwankungen im Gasnetz) bis zu 400 l/h ausregeln. Diese Genauigkeit der Trägergasregelung entspricht vollkommen den technischen Erfordernissen.

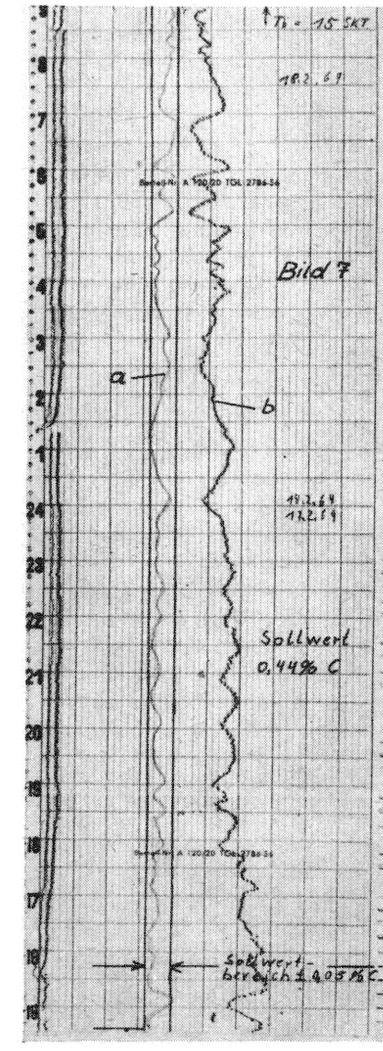


Bild 7. Ausschnitt aus einem Registrierstreifen
a) C-Potential, b) CO_2

Schlußfolgerungen

Für die Messung und Regelung von Trägergas für Aufkohlungsatmosphären wurde ein universell anwendbares Verfahren entwickelt. Das C-Potentialmeßsystem beruht auf der Messung der Widerstandsänderung von Reinsteisendraht bei Aufnahme von Kohlenstoff, wobei nur ein Meßdraht verwendet wird. Das C-Potentialregelsystem gewährleistet über einen langen Betriebszeitraum eine Einhaltung des vorgegebenen Sollwertes im Toleranzbereich von $\pm$ 0,05% C. Sollten, bedingt durch große Schwankungen in der Zusammensetzung des Ausgangsgases oder durch Gasmengenänderungen (Druckschwankungen), größere Abweichungen vom Sollwert auftreten, so werden diese in einer technisch vertretbaren Zeit ausgeregelt.

Dieses Meß- und Regelsystem ist auch geeignet zur Messung bzw. Messung und Regelung des C-Potentiales von Aufkohlungsatmosphären. Besonders zu beachten sind hierbei die zweckmäßige, der Aufkohlungsanlage anzupassende Ausbildung des Meßfühlers, dessen Anordnung in der Aufkohlungszone und die günstigste Gasführung für die Nullpunktkontrolle. Zur Zeit wird die Möglichkeit untersucht, das Meß- und Regelsystem an eine halbkontinuierlich arbeitende Anlage anzupassen.

Literatur

[1] *Chatterjee-Fischer, R.*, u. a.: Versuche zur Regelung von Gasatmosphären. HTM 19 (1964) H. 4, S. 220–223.

[2] Abschlußbericht „Gasaufkohlung mit geregelter Atmosphäre". Zentralinstitut für Fertigungstechnik, Karl-Marx-Stadt 1968.

[3] *Wünning, J.:* Weiterentwicklung der Gasaufkohlungstechnik.. Sonderdruck der Fa. Aichelin.

[4] Carbonat C zum Messen und Regeln des C-Potentials von Ofenatmosphären. Prospekt der Fa. Aichelin.

[5] *Fabian, D., G. Löbig* u. a.: Herstellung einer geregelten Schutzgasatmosphäre aus schwefelhaltigem Stadtgas. die Technik 2 (1969) H. 7, S. 444–447.

[6] *Schmidt, Th.* u. a.: Beitrag zur Frage der Kontrolle des Kohlenstoffpotentials von Ofenatmosphären. HTM 16 (1961) H. 1, S. 7–12.

msr 3188

Anschrift der Verfasser:

H. Weißgerber, Ing., und *H. Krauß*, VEB Werkzeugmaschinenkombinat „Fritz Heckert" Karl-Marx-Stadt, GFZ des Werkzeugmaschinenbaues, 901 Karl-Marx-Stadt, Brückenstr. 4.

„Politisch-ideologische Klarheit gehört zu den entscheidenden Voraussetzungen, um große materiell-technische, ökonomische und soziale Leistungen vollbringen zu können . . . Die Automatisierung ist also in erster Linie eine politische Aufgabe, die engstens mit der konsequenten Verwirklichung der führenden Rolle der Arbeiterklasse verbunden ist."

E. Honecker
a. d. 12. Plenum des ZK der SED

J. THOMAS und H. KRAUS

Blockorientierte Programmiersprache zur Simulation von Regelungssystemen mittels Digitalrechner

IA 1.1.5.1; 4.0.5.2

Einleitung[1])

Die Berechnung von Regelungssystemen auf Digitalrechnern gewinnt in letzter Zeit immer mehr an Bedeutung. Das liegt einerseits an der fortschreitenden Verbreitung digitaler Rechenautomaten und ihrer technischen Vervollkommnung (Rechengeschwindigkeit, Speicherkapazität), andererseits liegt es an dem Wunsch, gewisse Nachteile des Analogrechners zu umgehen (aufwendige Normierung, beschränkte Genauigkeit, komplizierte Langzeitspeicherung, schwierige Nachbildung von Totzeiten und vielen Nichtlinearitäten). Trotzdem hat der Analogrechner spezifische Vorteile wie unkomplizierte Programmierung, parallele Arbeitsweise, guten Kontakt zum Problem und leicht möglichen Eingriff in bereits laufende Programme.

Durch spezielle, blockorientierte Programmiersprachen soll ein wesentlicher Vorteil des Analogrechners, seine einfache und anschauliche Programmierung, auf den Digitalrechner übertragen werden. Deshalb wird das zu simulierende Problem analog dem regelungstechnischen Signalflußplan in Funktionsblöcke aufgeteilt. Der Digitalrechner kann dann ähnlich einem Analogrechner verwendet und programmiert werden. Außerdem sind zwischen einzelnen Simulationen automatische Parameteränderungen auf einfache Weise möglich.

Ausgehend von ersten Versuchen in den fünfziger Jahren entstanden im letzten Jahrzehnt eine größere Anzahl funktionstüchtiger blockorientierter Programmiersysteme und -sprachen (s. [1] [2] [3] [8] und [10]). Ein Kernproblem dieser Programmiersprachen ist die Genauigkeit der Ergebnisse bei komplizierteren, besonders vermaschten Systemen. Um diese Genauigkeit zu verbessern, werden bei dem hier beschriebenen Programmiersystem auch für Übertragungsglieder höherer Ordnung entsprechende Programm-Funktionsblöcke verwendet, die daher nicht aus Gliedern niederer Ordnung zusammengesetzt werden brauchen. Mit dieser Maßnahme vereinfacht sich außerdem die Programmierung und die Rechenzeit sinkt.

1. Besonderheiten bei der blockorientierten Berechnung von Regelungssystemen auf Digitalrechnern

Ein Digitalrechner kann keine kontinuierlichen Signale, sondern nur zeitliche Folgen von diskreten Zahlenwerten verarbeiten. Die Amplitudenquantisierung hat wegen der relativ großen Stellenzahl kaum Beschränkungen zur Folge. Die zeitliche Quantisierung entspricht einer Abtastung des Signals und führt bei dynamischen Gliedern zu Näherungsrechnungen, mit denen Eingangs- und Ausgangszahlenfolgen eines Übertragungsgliedes verknüpft werden. Durch Verkleinerung der Abtastzeit wird die Genauigkeit der Rechnung normalerweise verbessert. Unter Umständen kann aber bei einer sehr großen Anzahl von Rechenschritten die Summation der Rundungsfehler zu nicht vernachlässigbaren Fehlern in den Ergebnissen führen.

Bedingt durch die serielle Arbeitsweise des Digitalrechners, erfolgt die Berechnung der Block-Ausgangssignale für einen Simulationszeitpunkt nacheinander. Daher wird an Rückkopplungsstellen ein Eingangssignal verlangt, welches von der erst zu berechnenden Ausgangsgröße abhängt. Liegt im Rückkopplungszweig des zu simulierenden Systems ein Totzeitglied, löst sich das Problem von selbst. Andernfalls muß eine Totzeit von der Größe der elementaren Tastzeit „eingefügt" werden (kann programmintern erfolgen). Bei diesen Systemen wird dann die elementare Tastzeit so klein gewählt, daß die zusätzlich eingefügte Totzeit vernachlässigbar ist.

Die Ausgangswerte der einzelnen Übertragungsglieder werden nach speziellen Algorithmen aus den Eingangswerten ermittelt. Für statische Glieder läßt sich dieser Zusammenhang direkt programmieren, da wegen der fehlenden Zeitabhängigkeit für jede Abtastung exakte Werte berechenbar sind. Dynamische Übertragungsglieder werden durch Rekursionsformeln nachgebildet, mit denen komplizierte Operationen (z. B. Integration) auf die vier Grundrechenarten zurückgeführt werden. Ein neuer Ausgangswert wird jeweils auf Grund früherer Resultate sowie unter Verwendung der gegenwärtigen und vergangenen Eingangswerte berechnet. Diese Rekursionsformeln lassen sich über die z-Transformation [6], die numerische Berechnung des Faltungsintegrals [7], nach dem Adams-Verfahren [6], über den Zustandsraum [4] und [5] sowie andere Verfahren gewinnen.

Eine Voraussetzung für die Ableitung der Formeln ist die Festlegung des Kurvenverlaufes zwischen zwei Abtastwerten. Die Genauigkeit dieser Interpolation hängt davon ab, wieviele zeitlich zurückliegende Werte berücksichtigt werden. Formeln höherer Ordnung haben zwar kleinere Näherungsfehler, neigen aber in größerem Maße zu numerischer Instabilität und erfordern außerdem einen höheren Rechenaufwand.

Die Gesamtheit der Algorithmen-Symbole für die statischen und dynamischen Übertragungsglieder (Blöcke) wird zu einer Sprache zusammengefaßt. Diese blockorientierte Sprache ist in ihrer Beschaffenheit zusätzlich abhängig von dem verwendeten Rechenautomaten und noch mehr von der Art der angewendeten Programmierung (z. B. Maschinencode, FORTRAN, ALGOL). Die Zusammenschaltung der Blöcke zum System geschieht durch eine Reihe beschreibender Anweisungen für das Programm. Das kann abhängig von der verwendeten Sprache auf verschiedene Weise geschehen. Wie beim Analogrechner werden Parameter und Anfangsbedingungen eingegeben, und diese können zwischen den einzelnen Systemsimulationen einfach verändert werden.

[1]) Mitteilung aus dem Bereich Regelungstechnik und Prozeßsteuerung der Sektion Informationstechnik der Technischen Universität Dresden (Bereichsleiter: Prof. Dr. phil. nat., Dr.-Ing. e. h. *H. Kindler*).

2. Allgemeine Beschreibung des Rechenprogramms

Ausgehend von dem Gesichtspunkt einer einfachen problemorientierten Programmierung und den in der DDR vorhandenen Digitalrechner-Compilern wurde das Rechenprogramm unter Verwendung von ALGOL 60 geschrieben und auf dem Digitalrechner NE 503 erprobt.

Ein Vorteil der problemorientierten Sprache in ALGOL besteht darin, daß Parameterrechnungen für den mit ALGOL vertrauten Anwender leicht möglich sind. Außerdem läßt sich über die einfachen Anwendungsregeln hinaus das Programm mit zusätzlichen Anweisungen erweitern.

Da der gleiche Rechner auch von *Bergholz* und *Born* für ihr in [3] beschriebenes Programmiersystem verwendet wurde, ergeben sich notwendigerweise Ähnlichkeiten im Aufbau. Neben einigen Unterschieden besteht aber eine wesentliche Erweiterung in der Möglichkeit, Übertragungsfunktionen höherer Ordnung geschlossen zu programmieren und in der umfassenderen Darstellung von Nichtlinearitäten. Weiterhin kann die Berechnung von Regelflächen und Verteilungsfunktionen direkt programmiert werden.

Bei der Darstellung der dynamischen Einzelglieder eines Systems wird davon ausgegangen, daß die Übertragungsfunktionen der Glieder gegeben sind. Die Ableitung der Rekursionsformeln erfolgt mit der Theorie der Zustandsvariablen. Im Hinblick auf eine wenig aufwendige Rechnung bei hinreichender Genauigkeit wird der Kurvenverlauf zwischen den Abtastpunkten durch Sekantennäherung interpoliert (Trapezregel), wobei wahlweise auch sprunghafte Änderungen, eventuell nur zum Zeitpunkt Null, exakt erfaßt werden können (Rechtecknäherung).

2.1. Aufbau des Gesamtprogramms

Das vollständige Rechenprogramm besteht aus einem umfangreichen Vereinbarungsteil und einem Notierungsteil, der vom Benutzer geschrieben wird.

Der Vereinbarungsteil interpretiert den Notierungsteil mit Hilfe von Marken-, Variablen-, Feld- und Prozedurvereinbarungen.

Im Notierungsteil erfolgt die eigentliche Nachbildung des speziellen Regelungssystems, indem nach einfachen Regeln für jedes Übertragungsglied ein Prozeduraufruf formuliert wird. Die genaue Kenntnis des Vereinbarungsteils ist dazu nicht notwendig.

Die Prozeduren gliedern sich in:

- Organisationsprozeduren, die keine regelungstechnische Bedeutung haben, sondern nur den Ablauf einer Simulation steuern;
- Signalprozeduren, die der Bereitstellung unterschiedlicher Eingangsfunktionen dienen;
- Prozeduren für dynamische Glieder;
- Prozeduren für statische Glieder;
- Auswerteprozeduren, die z. B. Verteilungsfunktionen oder Regelflächen berechnen.

2.2. Berücksichtigung von Anfangsbedingungen und Organisation der Rechnung

Neben der Anwendung des Programms zur Untersuchung von Regelungssystemen ist die Nachbildung allgemeiner Analogrechenschaltungen wünschenswert. Dazu müssen für die Integratoren Anfangsbedingungen angegeben werden können. Für andere Glieder wurde darauf verzichtet. Diese Anfangsbedingungen liegen aber schon zum Zeitpunkt Null (meist durch Rückkopplung über Potentiometer) an der für Analogrechenschaltungen typischen Eingangssummierstelle an. Bei einem System ohne Anfangsbedingungen genügt es, wenn alle Signale vor Beginn der Rechnung gleich Null gesetzt werden. Der erste rechnerisch wichtige Schritt würde dann bei $n = 0$ stattfinden, wenn n als Zählgröße für die elementaren Abtastungen dient und als Zeitmaßstab aufgefaßt werden kann. Sämtliche Signalprozeduren erzeugen deshalb bei $n = 0$ ihren ersten Wert. Damit aber die Anfangsbedingungen der Integratoren gleich berücksichtigt werden können, wird schon für $n = -1$ das System einmal durchgerechnet, d. h., die Anfangsbedingungen werden über dazwischenliegende Glieder zu den Summierstellen „weitergereicht".

Außer der Bereitstellung von Anfangsbedingungen werden bei der Durchrechnung des Systems für $n = -1$ die Koeffizienten von Rekursionsformeln berechnet, und auf dem Breitdrucker wird durch einen Kopfdruck die Blockstruktur des jeweiligen Systems noch einmal reproduziert. Zusätzlich werden Zeitmaßstab, Gesamtzahl der Simulationsschritte und Ausgabeintervall des Signaldruckers festgehalten.

Das notierte System muß für jeden elementaren Abtastzeitpunkt durchgerechnet werden. Die Organisationsprozeduren veranlassen deshalb unter anderem die dazu notwendigen Sprungoperationen. Zu Beginn jeder Simulation werden in einer Anfang-Prozedur die Voraussetzungen für die eigentlichen Berechnungen geschaffen (z. B. $n = -1$ festgelegt, alle Signale Null gesetzt). Der dann folgenden ersten Gliedprozedur, üblicherweise eine Signalprozedur, geht eine Marke voran, die durch eine das System abschließende Ende-Prozedur angesprungen wird. Ebenfalls mit Marken kann durch eine Wiederholungs-Prozedur ein System mit sich ändernden Parametern mehrmals gerechnet werden.

In einer Notierung lassen sich mehrere Systeme festhalten. Dabei kann die Simulation eines dieser Systeme unter bestimmten Bedingungen vorzeitig abgebrochen und zum nächsten übergegangen werden.

3. Anwendung der Programmiersprache

3.1. Notierung eines Systems

Grundlage für die Benutzung des Rechenprogramms ist die Aufstellung eines detaillierten Signalflußplanes, in dem als Blöcke nur Übertragungsfunktionen auftreten sollen, die im Programm bereits realisiert sind. Andernfalls müssen vom

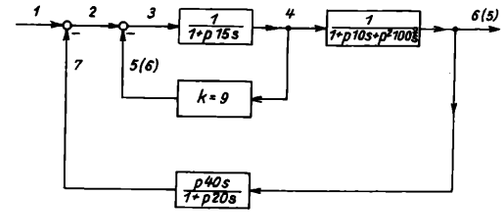


Bild 1. Signalflußplan eines Beispielsystems

Benutzer entsprechende Prozeduren selbst geschrieben werden. Die Ausgangssignale der Blöcke werden aus programmtechnischen Gründen, beginnend beim Eingangssignal und endend beim Ausgangssignal, so durchnumeriert, daß an der Mischstelle rückgekoppelte Signale eine höhere Nummer aufweisen als die anderen Signale (Bild 1). Ein System wird durch eine Liste von Prozeduraufrufen dargestellt. Am Anfang und Ende stehen die Aufrufe der Organisationsprozeduren. Jeder Block wird durch einen dieser Aufrufe

charakterisiert, wobei als aktuelle Parameter Ein- und Ausgangssignalnummer und Parameter des Übertragungsgliedes auftreten. Die Verbindung der Blöcke zu einem System erfolgt durch die Angabe der Signalnummer.

Bei der Programmierung der Rekursionsformeln wurde die elementare Tastzeit gleich 1 gesetzt. Sämtliche Angaben von Zeitkonstanten beziehen sich also auf die Festlegung, daß die elementare Tastzeit die Grundzeiteinheit für das System darstellt. Falls mehrere Abtastungen je Zeiteinheit und damit höhere Genauigkeit erforderlich sind, müssen Zeitkonstanten bzw. Koeffizienten von Übertragungsfunktionen transformiert werden, d. h., sie werden in einer anderen, kleineren Zeiteinheit und damit mit einer größeren Maßzahl angegeben.

3.2. Notierung eines Blocks

Ein einzelner Block wird durch einen vierbuchstabigen Namen, in Klammern folgende Parameter und ein abschließendes Semikolon dargestellt. Parameter sind das Ausgangssignal (steht kennzeichnend für den Block an erster Stelle), das oder die Eingangssignale und Parameter, die die Übertragungsfunktion spezifizieren.

Die Standardform hat folgendes Aussehen:

NAME (A, B, C, R, S, U, V, . . . , Z); ;

dabei werden für die Glieder immer nur einige dieser Parameter angegeben.

Es werden ersetzt:

A durch die Ausgangssignalnummer,

B, C durch die Nummer der Eingangssignale,

R, S durch ganzzahlige Parameter und

U..Z durch reelle Parameter.

Die Parameter können Zahlen oder Bezeichnungen im Sinne der ALGOL-Definition sein. Die Notierung eines Blockes steht stellvertretend für die Berechnung eines Ausgangssignalwertes zu einem Tastzeitpunkt.

3.3. Verwendung des Parameters R bei dynamischen Gliedern

Da nur zu den Tastzeitpunkten der genaue Wert des Signals berücksichtigt werden kann, muß der Verlauf des Signals dazwischen interpoliert werden. Bei einem kontinuierlichen Verlauf wird durch $R = 1$ Sekantennäherung und bei einem sprungförmigen Verlauf (z. B. nach einem Taster mit Halteglied) durch $R = 0$ Rechtecknäherung gewählt. Ersetzt man R durch die Buchstaben RE, wird nur zum Zeitpunkt Null mit Rechteck- und im weiteren mit Sekantennäherung gerechnet. Das ist für dynamische Glieder unmittelbar hinter Summierstellen vorgesehen, wenn ein Eingang aus einem Sprung besteht und das Ausgangssignal der Summierstelle sich dann wegen Rückkopplungen über den anderen Eingang kontinuierlich ändert.

3.4. Übersicht über die vorhandenen Funktionsblöcke

3.4.1. Signalgeneratoren

— Signaleingabe vom Lochstreifen: EING (A, R);
R Nummer des Lochstreifenlesers (1, 2).

— Sprungeingang: SPRU (A, U);
U Sprunghöhe.

— Rampeneingang: RAMP (A, U);
U Anstiegskoeffizient, bezogen auf N (N = 1, 2, 3, . . . Zählgröße für elementare Abtastungen).

— Parabeleingang: PARA (A, U);
U Beschleunigungskoeffizient, bezogen auf N^2.

— Sinusförmiger Eingang: SINU (A, R, S, U);
R, S Periodendauer, Phase als Vielfaches der elementaren Tastzeit,
U Amplitude der Schwingung.

3.4.2. Dynamische Glieder (p Laplace-Operator, $G(p)$ Übertragungsfunktion)

— Differenzierglied: DIFF (A, B, U);
$G(p) = p\,U$.

— Integrator: INTG (A, B, R, U, V);
$$G(p) = \frac{1}{p\,U},$$
V Anfangswert.

— Verzögerungsglied: VERZ (A, B, R, U);
$$G(p) = \frac{1}{1 + p\,U}.$$

— Übertragungsfunktion 1. Ordnung: UEB1 (A, B, R, U, V, W);
$$G(p) = \frac{W + p\,V}{1 + p\,U},$$
$W = 0$ oder 1, V ungleich Null.

— Übertragungsfunktion 2. Ordnung: UEB2 (A, B, R, U, V, W);
$$G(p) = \frac{1 + p\,U}{1 + p\,V + p^2\,W}.$$

— Übertragungsfunktion 3. Ordnung: UEB3 (A, B, R, U, V, W, X, Y);
$$G(p) = \frac{1 + p\,U + p^2\,V}{1 + p\,W + p^2\,X + p^3\,Y}.$$

— Totzeitglied: TZEI (A, B, R);
R Totzeit.

3.4.3. Glieder für Tastsysteme

— Tast- und Halteglied (variable Haltezeit): TAST (A, B, R, S);
R Tastzeit,
S Haltezeit.

— Verschiebeglied (Taster mit um eine Tastzeit verschobener Haltezeit): VSCH (A, B, R);
R Tastzeit.

3.4.4. Statische Glieder

— Negator: NEGA (A, B);

— Verstärker: VERS (A, B, U);
U Verstärkung.

— Betragsglied: BETR (A, B);

— Quadratwurzelglied: QUAD (A, B);
Falls Signal B negativ wird, erfolgt vorzeitiger Abbruch wie bei ABBR.

— Potenzierglied 1: POT1 (A, B, U);
U reeller Exponent, Signal B größer Null.

— Potenzierglied 2: POT2 (A, B, R);
R ganzzahliger Exponent.

— Summierglied (Mischstelle): SUMM (A, B, C, U, V);
U Faktor für Eingangssignal B,
V Faktor für Eingangssignal C.

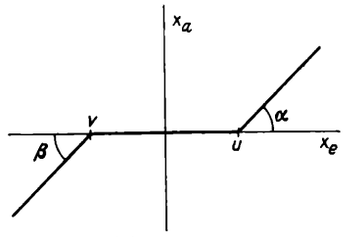


Bild 2. Kennlinie der toten Zone ($W = \tan\alpha$, $X = \tan\beta$)

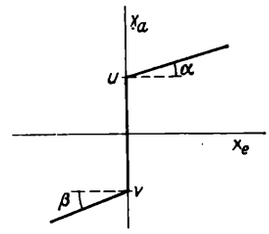


Bild 3. Kennlinie der Vorspannung ($W = \tan\alpha$, $X = \tan\beta$)

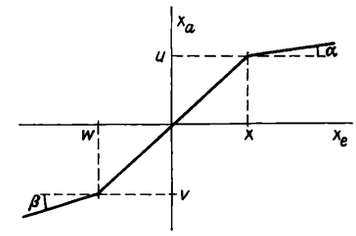


Bild 4. Kennlinie der Sättigung ($Y = \tan\alpha$, $Z = \tan\beta$, X, $W \neq 0$)

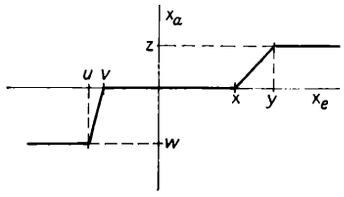


Bild 5. Kennlinie des Dreipunktgliedes ($U = V$, $X = Y$ erlaubt)

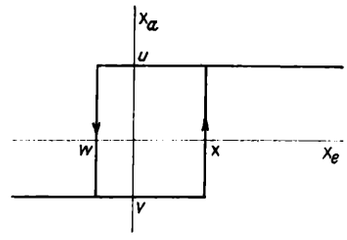


Bild 6. Kennlinie der Hysterese

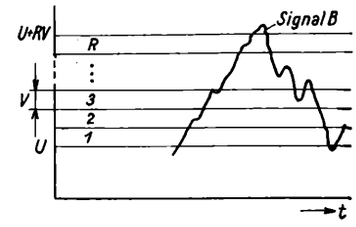


Bild 7. Grafische Erläuterung zur Anwendung von VERT
(Signal B besteht aus diskreten Werten)

— Multiplikator: MULT (A, B, C);

— Divisionsglied: DIVI (A, B, C);
(Signal B)/(Signal C).

— Tote Zone (Bild 2): TZON (A, B, U, V, W, X);

— Vorspannung (Bild 3): VORS (A, B, U, V, W, X);

— Sättigung (Bild 4): SAET (A, B, U, V, W, X, Y, Z);

— Dreipunktglied (Bild 5): DREI (A, B, U, V, W, X, Y, Z);

— Hysterese (Bild 6): HYST (A, B, U, V, W, X, Y);

Y Anfangswert des Ausgangssignals.

Die Angabe der Parameter der Nichtlinearitäten erfolgt mit Vorzeichen, deshalb sind die Kennlinien in bezug auf die anzugebenden Parameter frei verschiebbar.

3.4.5. Auswerteglieder

— Signalausgabe auf dem Schnelldrucker: AUSG (A, B, C, D, E, F, R, S);

$A \ldots F$ Nummer der zu druckenden Signale (es müssen immer sechs angegeben werden),
R Druckintervall (jeder R. Wert wird ausgegeben),
S Zeitmaßstab (Zeit = N/S).

— Berechnung von Regelflächen: REFL (A, B, R, S, U);

S Zeitmaßstab,
U x_∞ (ggf. = 0),
$R = 1$: $\int (x_\infty - x)\,dt$ bzw. $\int x\,dt$,
$R = 2$: $\int |x_\infty - x|\,dt$,
$R = 3$: $\int t\,|x_\infty - x|\,dt$,
$R = 4$: $\int (x_\infty - x)^2\,dt$.

— Verteilungsfunktion (Bild 7): VERT (B, R, U, V);
Klassenhäufigkeit und Verteilungsfunktion werden für Signal B berechnet. Der Druck der Ergebnisse erfolgt im Anschluß an die Simulation auf dem Schnelldrucker.
R Zahl der Bereiche,
U Bezugswert für kleinsten Bereich,
V Größe der Bereiche.

— Extremwertsuche: EXTR (A, B, R);
Das Extremum von Signal B wird zu Signal A.
R kleiner Null — Minimum,
R größer, gleich Null — Maximum.

— Vorzeitiger Abbruch der Simulation: ABBR (A, R, U);
Signal A wird mit U verglichen.
$R = 1$ kleiner,
$R = 2$ größer,
$R = 3$ gleich,
$R = 4$ ungleich,
$R = 5$ absoluter Fehler,
$R = 6$ relativer Fehler.
Ist ein Vergleich erfüllt, wird die Simulation des betreffenden Systems abgebrochen.

3.4.6. Organisationsprozeduren

Das notierte System wird für jeden elementaren Tastzeitpunkt einmal durchgerechnet. Das geschieht mit Hilfe von Marken und Organisationsblöcken. Als Marken sind alle Buchstaben des Alphabets mit vorangestelltem M zugelassen, also MA, MB, . . . , MZ. Ihnen muß ein Doppelpunkt folgen.

— Beginn der Notierung: ANFANG;

— Ende einer Systemnotierung: ENDE (SS, MRKA, MRKB);

SS Zahl der Simulationsschritte (Zahl der elementaren Abtastungen),
MRKA (Marke A) kennzeichnet einen Signalgenerator, d. h. die Stelle, an der bei jedem Simulationsschritt mit der Rechnung begonnen werden muß.

MRKB (Marke B) kennzeichnet das Verlassen des Systems.

Entweder folgt darauf eine weitere Systemnotierung, oder das Programm wird durch zwei end; beendet.

— Wiederholung einer Systemberechnung: WIEDER (R, MRKA, MRKB);

R Zahl der Wiederholungen,
MRKA Marke, die vor Variablenoperationen und vor ANFANG; steht,
MRKB Aussprungmarke.

Bei Anwendung dieser Prozedur können statt fester Parameter variable verwendet werden. Ohne zusätzliche Vereinbarungen sind dafür die Bezeichnungen:

IP1, ... , IP10 für ganzzahlige Parameter,
RP1, . . . , RP15 für reelle Parameter zulässig.

Ihnen kann durch Wertzuweisung, Rechnung oder Lesebefehle entsprechend den ALGOL-Regeln ein Wert gegeben werden.

3.5. Beschränkungen des Programms

Das Programm ist in ELLIOTT-503-ALGOL geschrieben, mit Änderungen der Ein- und Ausgabe aber auch für andere Rechenautomaten mit ALGOL-Compiler geeignet. Allerdings muß gefordert werden, daß die Übersetzungszeit nicht zu lang ist, da der umfangreiche Vereinbarungsteil nur auf Grund des kleinen, aber jeweils verschiedenen Notierungsteils immer mit übersetzt wird. Im Interesse der einfachen und anschaulichen Notierung eines Systems ist also keine Speicherung einer Standardvariante des Programms mit Rechnung unterschiedlicher Datenstreifen vorgesehen. In Rechengeschwindigkeit und Speicherkapazität sollen mindestens etwa die gleichen Werte wie für den NE 503 erreicht werden.

Folgende Maximalwerte sind bei der Anwendung zu beachten:

— Zahl der Blockausgangssignale eines Systems:	50
— Anzahl von Übertragungsgliedern 3. Ordnung	5
— Anzahl von Übertragungsgliedern 1. und 2. Ordnung, Verzögerungs-, Totzeit- und Tastglieder:	je 10
— Totzeit, bezogen auf elementare Tastzeit:	200fach

Die nicht angeführten Funktionsblöcke können innerhalb eines Systems beliebig oft verwendet werden. Diese Beschränkungen folgen aus der festen Vereinbarung der maßgeblichen Feldgrenzen. Sie beeinträchtigen kaum den praktischen Gebrauch der Simulationssprache.
Die Anzahl der in einer Notierung zu simulierenden Systeme wird durch den freien Speicherplatz begrenzt. Innerhalb einer Notierung sollten nicht mehr als 50 Prozeduraufrufe verwendet werden.

4. Beispiel für eine Systemnotierung

Zur Veranschaulichung soll eine Notierung für das im Bild 1 gezeigte System erfolgen, um das Übergangsverhalten des zweifach rückgekoppelten Regelkreises zu ermitteln.

```
        ANFANG;
MA:     SPRU (1, 1);
        SUMM (2, 1, 7, 1, −1);
        SUMM (3, 2, 5, 1, −1);
        VERZ (4, 3, RE, 150);
        VERS (5, 4, 9);
        UEB2 (6, 4, 1, 0, 100, 10000);
        UEB1 (7, 6, 1, 200, 400, 0);
        AUSG (1, 3, 4, 5, 6, 7, 20, 10);
        ENDE (2000, MA, MB);
MB:     end; end;
```

Während einer einmaligen Durchrechnung des Systems mit den gegebenen Parametern und zehn Tastungen/s erfolgt also auf dem Schnelldrucker die Ausgabe jedes zwanzigsten Wertes der Blockausgangssignale 1, 3, 4, 5, 6, 7. Nach 2000 Schritten wird die Simulation beendet.

Ein Notierungsbeispiel mit WIEDER zeigt nachstehendes Schema.

```
        RP1: = 2;
        .
        .
        .
        IP1: = 1;
MC:     RP1: = RP1*10;
        .
        .
        .
        IP1: = IP1*10;
        ANFANG;
MA:     SPRU (1, 1);
        .
        .
        .
        UEB1 (7, 6, 1, RP1*10, RP1*20,0);
        AUSG (1, 3, 4, 5, 6, 7, IP1*2, IP1);
        ENDE (IP1*200, MA, MB);
MB:     WIEDER (2, MC, MD);
MD:     end; end;
```

Das System wird dreimal simuliert (zweimal wiederholt), wobei die Schrittweite jeweils um den Faktor 10 verkleinert wird.

Zusammenfassung

Auf der Grundlage von ALGOL 60 wurde eine blockorientierte Sprache zur Simulation von Regelungssystemen beschrieben. Sie ermöglicht den Einsatz des Digitalrechners NE 503 mit einfachen, auf das regelungstechnische Problem zugeschnittenen Notierungen, ohne Programmierkenntnisse vorauszusetzen. Für die Untersuchung unterschiedlicher Regelungssysteme wurden Prozeduren geschaffen, die die Funktionen von Signalgeneratoren, statischen und dynamischen Übertragungsgliedern nachbilden der Auswertung der Ergebnisse und der Organisation der Rechnung dienen. Dynamische Übertragungsglieder sind bis zu dritter Ordnung geschlossen darstellbar.
Die Anwendung der blockorientierten Sprache wurde an einem Beispiel veranschaulicht.

Literatur

[1] *Forner, H.:* CSMP — Blockorientierte Sprachen zur digitalen Simulation dynamischer Systeme. Elektronische Rechenanlagen 9 (1967) H. 6, S. 272—278.
[2] *Berle, F. J.,* und *F. Haberstock:* Blockorientierte Programmierung bei der Untersuchung dynamischer Systeme. Elektronische Rechenanlagen 8 (1966) H. 3, S. 135—140.
[3] *Bergholz, G.,* und *W. Born:* Programmiersystem für die Modellierung von dynamischen Systemen auf einem Digitalrechner. Rechentechnik/Datenverarbeitung 4 (1967) H. 1, S. 21—28.
[4] *Takahashi, Y.:* Eine kurze Einführung in die Theorie des Zustandsraumes. Regelungstechnik 14 (1966) H. 10, S. 449—455.
[5] *Wait, J. V.:* State-Space Methods for Designed Digital Simulations of Continuous Fixed Linear Systems. IEEE Transactions of Electronic Computers, Short Notes, June 1967, S. 351—355.
[6] *Bub, W.:* Zur digitalen Simulation von linearen Übertragungssystemen. Elektronische Datenverarbeitung (1967) H. 5, S. 199 bis 211.
[7] *Trauboth, H.:* Ein Verfahren zur numerischen Berechnung von Faltungsintegralen für die digitale Simulation von Regelungssystemen. Regelungstechnik 16 (1968) H. 4, S. 158—165.
[8] *Hartmann, U.,* und *H. Walther:* Digitale Simulation mit einer blockorientierten Programmiersprache. Regelungstechnik 16 (1968) H. 10, S. 464—467.
[9] *Peschel, M.:* Simulation von linearen stetigen Gliedern auf Digitalrechnern. msr 9 (1966) H. 12, S. 423—426.
[10] *Rosenbladt, P.,* und *K. H. Scheel:* Darstellung kontinuierlicher Mehrfachsysteme auf dem Digitalrechner. msr 11 (1968) H. 9, S. 332 bis 337.

msr 3139

Anschriften der Verfasser:

J. Thomas, Dipl.-Ing., Sektion Informationstechnik der Technischen Universität Dresden, Bereich Regelungstechnik und Prozeßsteuerung, 8027 Dresden, Mommsenstr. 13; *H. Kraus,* Dipl.-Ing., 74 Altenburg, Franz-Mehring-Str. 30.

H. J. ZANDER und G. FRANKE

Aufbau, Wirkungsweise und Bemessung eines Haftspeichers mit Transistoren und Ferritkernen

IA 4.5.3.4

Einleitung[1])

Bistabile Kippschaltungen (Multivibratoren), die z. B. mit Transistoren aufgebaut sind und in dieser Form in der Rechen- oder Steuerungstechnik als binäre Speicherelemente verwendet werden, haben den Nachteil, daß bei Ausfall der Speisespannung die in ihnen gespeicherte Information verlorengeht, da diese Kippschaltungen bei Wiederkehr der Speisespannung einen Zustand einnehmen, der mit dem ursprünglichen Speicherzustand in keinem Zusammenhang steht. Werden aber in diese bistabilen Kippschaltungen in bestimmter Weise Ferritkerne mit angenähert rechteckförmiger Hystereseschleife eingefügt, so erhält man binäre Speicherelemente, die ihren jeweiligen Speicherzustand durch Ausnutzung der remanenten Induktion der Kerne auch nach Ausfall und Wiederkehr der Speisespannungen aufrecht erhalten. Derartige Speicher mit Transistoren und Rechteck-Ferritkernen werden als Haftspeicher oder auch als „unverlierbare" Speicher bezeichnet. In der Literatur sind eine Reihe solcher Haftspeicherschaltungen bekannt geworden [1] bis [3], die jedoch z. T. gesonderte Hilfsspannungen benötigen und bei denen dann außerdem noch spezielle Forderungen (Verzögerung bzw. Vorhalt) an das Zu- und Abschalten der Hilfs- und Speisespannungen gestellt werden.

Im folgenden wird ein Haftspeicher beschrieben [4], der ohne zusätzliche Hilfsspannungen auskommt. Dabei wird besonderer Wert auf eine mathematische Darstellung des Funktionsprinzips und auf die Klärung grundsätzlicher Bemessungsfragen gelegt.

1. Aufbau und Wirkungsweise des Haftspeichers

Welchen Zustand ein bistabiler Multivibrator nach dem Einschalten der Speisespannungen einnimmt, ist eine Frage des Zufalls, wenn man von Unsymmetrien der Schaltung (einschließlich der Belastung der Ausgänge) absieht, durch die eine stabile Vorzugslage erzwungen wird. Zur Erzielung der Haftspeicherwirkung werden die Wicklungen zweier Ferritkerne mit annähernd rechteckförmiger Hystereseschleife in die Emitter- und Kollektorkreise der beiden Transistoren des bistabilen Multivibrators gemäß Bild 1 eingefügt [4].

Die Wicklungen w_{11} und w_{12} werden so angeschlossen, daß Ferritkern *1* bei leitendem Transistor T_1 in positiver und bei leitendem Transistor T_2 in negativer Richtung magnetisiert wird (Bild 2). Entsprechendes gilt für die Wicklungen w_{21} und w_{22} von Ferritkern *2*. Die Windungszahlen der Arbeitswicklungen w_{11} und w_{21} sind wesentlich größer als die der Rückstellwicklungen w_{12} und w_{22}, so daß bei der Funktionsbeschreibung zunächst nur die Arbeitswicklungen berücksichtigt werden, da sie die größere Induktivität besitzen.

Um die Wirkungsweise des Haftspeichers übersichtlich beschreiben zu können, wird von einem definierten Anfangszustand ausgegangen. Daher wird zunächst angenommen, daß Transistor T_1 vor dem Ausschalten der Speisespannung leitend gewesen ist. Ferritkern *1* besitzt demgemäß positive und Ferritkern *2* negative remanente Induktion.

Bekanntlich setzen die Wicklungen der Ferritkerne dem Anwachsen des Erregerstromes dann einen induktiven Widerstand entgegen, wenn der Strom entgegengesetzt zur ursprünglichen Richtung fließt und die magnetische Induktion dadurch geändert wird.

Nach dem Anlegen sprungförmiger Speisespannungen wachsen zunächst die Kollektorströme beider Transistoren verzögert an (e-Funktion). Da im Ferritkern *1* nur eine geringe Flußänderung zu verzeichnen ist, beeinflußt die Arbeitswicklung w_{11} den Emitterstrom i_{E1} nicht merklich. Der Emitterstrom i_{E2} des zweiten Transistors beginnt hingegen die magnetische Induktion im Ferritkern *2* in positive Richtung umzukehren und wird dabei verzögert. Es bleibt Transistor T_1 daher genügend Zeit, um das Sättigungsgebiet zu erreichen. Die verzögernde Wirkung der Arbeitswicklung w_{21} wird nun nicht mehr benötigt, da Transistor T_2 über den entsprechenden Koppelwiderstand R_k gesperrt wird. Der gewünschte stabile Arbeitspunkt ist damit erreicht.

Der Kern *2* wurde während des Einschaltvorganges ganz oder teilweise in positiver Richtung magnetisiert. Der Magnetisierungszustand der Kerne würde demzufolge nicht mehr mit dem vorgeschriebenen Arbeitszustand der Schaltung übereinstimmen. Die vom Kollektorstrom i_{C1} durchflossene Rückstellwicklung w_{22} stellt den ursprünglichen Magnetisierungszustand des Kerns *2* (negative Induktion) wieder her. Wenn vor dem Abschalten der Speisespannung Transistor T_2 leitend war, folgt eine analoge Erklärung des Einschaltvorganges.

2. Berechnung der Haftspeicherschaltung

2.1. *Eigenschaften der Rechteck-Ferritkerne*

2.1.1. Induktivitätsverlauf der Rechteck-Ferritkerne

Ferritringkerne mit annähernd rechteckförmiger Hystereseschleife besitzen eine nichtlineare, steuerbare Induktivität und eignen sich infolge der remanenten Induktion zur Informationsspeicherung. Die weiteren Betrachtungen basieren auf der vereinfachten, idealisierten Hystereseschleife des Bildes 2.

Über die magnetische Feldstärke H erhält man den erforderlichen Erregerstrom

$$i = \frac{l_m H}{w} \tag{1}$$

w Windungszahl, l_m mittlerer Ringkernumfang.

[1]) Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin, Bereich Technische Kybernetik Dresden (Bereichsdirektor: Prof. Dr. Dr. e. h. *H. Kindler*).

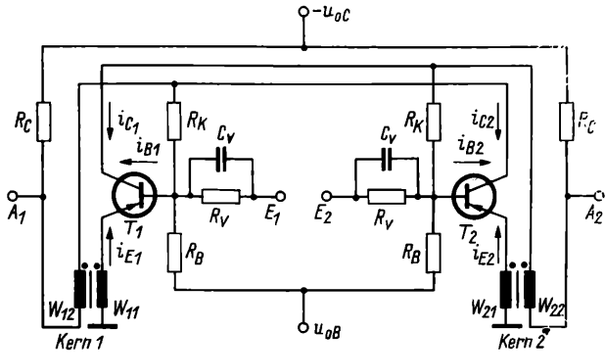


Bild 1
Schaltung des Haftspeichers

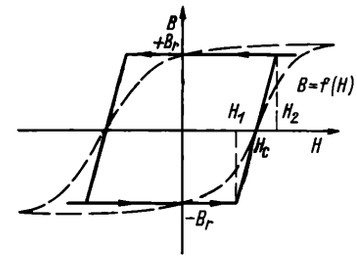


Bild 2
Idealisierte Hystereseschleife (gestrichelte Kennlinie — tatsächlicher Verlauf)

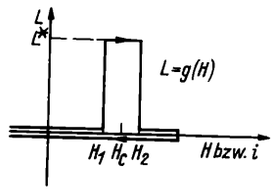


Bild 3 Idealisierter Induktivitätsverlauf

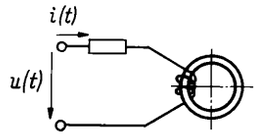


Bild 4. Versuchsschaltung zur Ermittlung der Verzögerungszeit

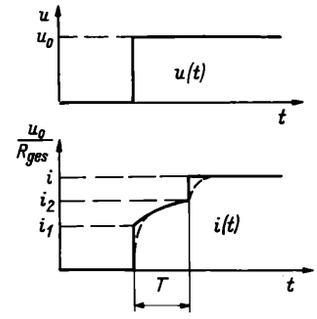


Bild 5
Speisespannungs- und zugehöriger (idealisierter) Erregerstromverlauf für Schaltung gemäß Bild 4 (gestrichelte Linie — tatsächlicher Verlauf); T Verzögerungszeit

Durchläuft man die Hystereseschleife, indem man die Erregerfeldstärke zwischen dem positiven und dem negativen Maximalwert H_1 bzw. H_2 hin und her steuert, so ist an der Erregerwicklung immer dann eine Induktivität wirksam, wenn sich die Induktion des Ferritkerns ändert (Bild 3). Die Induktivität ergibt sich im entsprechenden Feldstärkeintervall (idealisiert) zu

$$L^* = \frac{w^2}{R_m} = \frac{2\,A\,B_r\,w^2}{l_m\,(H_2 - H_1)}, \qquad (2)$$

R_m magnetischer Widerstand des Kerns, A Kernquerschnitt, H_c Koerzitivfeldstärke, B_r remanente Induktion.

Wie aus der gestrichelten Hystereseschleife des Bildes 2 zu erkennen ist, sind die realen Verhältnisse für $B = f(H)$ komplizierter. Auch außerhalb der steilen Flanken der Hystereseschleife ändert sich die Induktion geringfügig, so daß man auch dann eine Induktivität nachweisen kann. Das Rechteckigkeitsverhältnis

$$R = \frac{\text{max. Remanenzinduktion}}{\text{Sättigungsinduktion}}, \qquad (3)$$

das möglichst nahe 1 sein soll, ist ein Maß für die Qualität des Kernmaterials. Die mit der Flußumkehr verbundenen physikalischen Prozesse verlaufen nicht kohärent und vollständig, so daß die in Gl. (2) berechnete Induktivität vom tatsächlichen Wert beträchtlich abweichen kann.

2.1.2. Abhängigkeit des Erregerstromes von der Zeit

Legt man an die Reihenschaltung von Widerstand und Erregerwicklung (Bild 4) eines Ferritkernes mit einer Hystereseschleife gemäß Bild 1 eine sprungförmige Spannung, so erhält man bei der Ummagnetisierung des Kerns die im Bild 5 skizzierte (idealisierte) Abhängigkeit des Erregerstromes von der Zeit.

Durch Veränderung der Windungszahl ist der Erregerstrom i_1, bei dem die Verzögerung einsetzt (Bild 5), gemäß Gl. (1) beliebig einstellbar. Gleichung (2) entsprechend ist mit einer Vergrößerung der Windungszahl ein Anwachsen der Induktivität und damit auch der Verzögerungszeit T verbunden.

2.2. Berechnung des Kollektorstromverlaufs am bistabilen Multivibrator ohne Ferritkerne

2.2.1. Allgemeine Lösung für den bistabilen Multivibrator ohne Ferritkerne

Um die Wirkungsweise des Haftspeichers auch quantitativ beschreiben zu können, wird das Verhalten des bistabilen Multivibrators von Bild 1 nach dem Anlegen sprungförmiger Speisespannungen betrachtet, wobei zunächst die Ferritkerne weggelassen werden. Vereinfachend werden statische und dynamische Symmetrie der Schaltung vorausgesetzt.

Mittels der vereinfachten Ersatzschaltung des Bildes 6, bei der die Transistoren als ladungsgesteuerte, lineare Bauelemente aufgefaßt werden, erhält man mit den Beziehungen

$$q_{1,2} = -\,T_C\,i_{C\,1,2} \qquad \text{und} \qquad B = \frac{T_B}{T_C} \qquad (4)$$

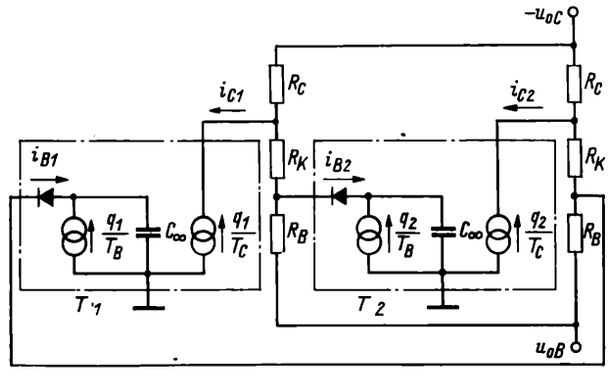


Bild 6. Ladungsersatzschaltung des bistabilen Multivibrators für die Berechnung des Einschaltvorganges

für die Kollektorströme das Differentialgleichungssystem

$$\left.\begin{aligned} \frac{di_{C1}}{dt} + i_{C1}\,a_1 + i_{C2}\,a_2 &= k\,, \\ \frac{di_{C2}}{dt} + i_{C1}\,a_2 + i_{C2}\,a_1 &= k\,. \end{aligned}\right\} \tag{5}$$

Dabei sind die Konstanten

$$k = \frac{U_{OB}}{T_C\,R_B} - \frac{U_{OC}}{T_C\,(R_K + R_C)},$$

$$a_1 = \frac{1}{B\,T_C},$$

$$a_2 = \frac{R_C}{T_C\,(R_K + R_C)}.$$

Als allgemeine und vollständige Lösung des Differentialgleichungssystems ergibt sich:

$$\begin{pmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \end{pmatrix} = \frac{k}{a_1 + a_2}\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} + c_1\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} e^{(-a_1 - a_2)t} + \\ + c_2\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} e^{(-a_1 + a_2)t}. \tag{6}$$

3.1.2. Spezielle Lösungen und Diskussion

Mit den jeweiligen Anfangsbedingungen gelingt es, den zeitlichen Verlauf der Kollektorströme nach dem Einschalten der Speisespannungen bereichsweise darzustellen (Bild 7).

Bereich 1. Zum Zeitpunkt $t = 0$ werden die Speisespannungen zugeschaltet. In den Basisräumen sind noch „keine" Ladungen vorhanden.

$$i_{C1}(0) = i_{C2}(0) = 0$$

Mit den berechneten Konstanten

$$c_1 = -\frac{k}{a_1 + a_2} \quad \text{und} \quad c_2 = 0$$

lautet die Lösung für diesen Bereich:

$$i_{C1}(t) = i_{C2}(t) = \frac{k}{a_1 + a_2}\,(1 - e^{(-a_1 - a_2)t}). \tag{7}$$

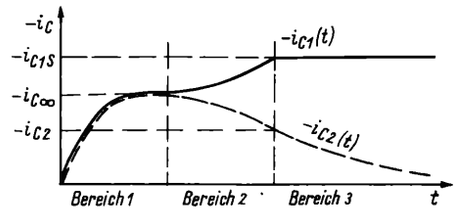


Bild 7. Prinzipielle Kollektorstromverläufe eines bistabilen Multivibrators (ohne Ferritkerne) nach dem Einschalten der Speisespannungen

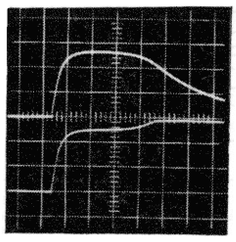


Bild 8
Oszillogramm der Kollektorstromverläufe entsprechend Bild 7 (ein Feld in x-Richtung ≙ 6 µs)

Die Ströme verhalten sich im Bereich 1 völlig gleichartig und gehen gegen den Wert

$$i_{C1} = i_{C2} = i_{C\infty} = \frac{k}{a_1 + a_2}, \tag{8}$$

der einem labilen Gleichgewichtszustand („Haltebereich") entspricht (Bild 7).

Bereich 2. Bereits kleinste Störungen, die im Widerstands- oder Transistorrauschen, im Oberwellenanteil der Speisespannung oder in Induktionsschleifen zu suchen sind, stören das labile Gleichgewicht. In welcher Richtung der „Haltebereich" (Bild 7) verlassen wird, ist eine Frage des Zufalls.

Mit den neuen Anfangsbedingungen

$$\begin{pmatrix} i_{C1}\,(t^* = 0) \\ i_{C2}\,(t^* = 0) \end{pmatrix} = \frac{k}{a_1 + a_2}\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} + \Delta I_C\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} \tag{9}$$

folgt der lawinenartige Vorgang

$$\begin{pmatrix} i_{C1} \\ i_{C2} \end{pmatrix} = \frac{k}{a_1 + a_2}\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} + \Delta I_C\begin{pmatrix} 1 \\ -1 \end{pmatrix} e^{(-a_1 + a_2)\,t^*}. \tag{10}$$

Dabei ist ΔI_C eine beliebig kleine Störung, durch deren Vorzeichen der weitere Verlauf der Kollektorströme bestimmt wird.

Gleichung (10) beschreibt den Vorgang nur so lange, bis einer der beiden Transistoren (in dem hier angenommenen Fall Transistor T_1) das Sättigungsgebiet mit

$$-i_{C1s} = \frac{U_{OC}}{R_C} - \frac{U_{OB}}{R_B + R_K} \tag{11}$$

erreicht hat.

Bereich 3. Wie sich leicht zeigen läßt, bleibt der Kollektorstrom i_{C1} des gesättigten Transistors nun konstant. Der Basisstrom i_{B2} (Bild 6) verschwindet in diesem Bereich, so daß das Abklingen des Kollektorstroms i_{C2} durch die Differentialgleichung

$$\frac{di_{C2}}{dt} + \frac{i_{C2}}{T_C\,B} = 0 \tag{12}$$

beschrieben wird.

Mit dem Anfangswert

$$i_{C2}(t^{**} = 0) = \frac{2\,k}{a_1 + a_2} + \frac{U_{OC}}{R_C} - \frac{U_{OB}}{R_K + R_B} \tag{13}$$

erhält man die Gleichung des Ausgleichsvorganges

$$i_{C2}(t^{**}) = i_{C2}(t^{**} = 0)\,e^{-\frac{t^{**}}{B\,T_C}}. \tag{14}$$

Vergleicht man die Zeitkonstanten der Gln. (7) und (14), dann erkennt man, daß der Ausgleichsvorgang im dritten Bereich wesentlich langsamer erfolgt als im ersten.

Bild 8 zeigt in einem Oszillogramm den zeitlichen Verlauf der Kollektorströme i_{C1} und i_{C2} beim Einschalten der Speisespannungen, wie er an einem symmetrisch aufgebauten bistabilen Multivibrator gemessen wurde. In dem Oszillogramm kann man deutlich die im Bild 7 skizzierten Bereiche *1*, *2* und *3* erkennen.

2.2.3. Betrachtung des Kollektorstromverlaufs am bistabilen Multivibrator mit Ferritkernen

Wie bereits erwähnt, wird die Haftspeicherung durch die Wicklungen w_{11} und w_{21} realisiert. Die Wicklungen w_{12} und

w_{22} dienen lediglich dazu, daß bei beiden Kernen die Richtung der magnetischen Induktion mit dem jeweiligen Arbeitszustand der Schaltung in Übereinstimmung gebracht wird.

Geht man von dem in Abschn. 1 angenommenen Anfangszustand aus, dann wird der Kollektorstrom i_{C2} beim Einschalten der Speisespannungen von dem Wert $i_{C2} = i_1$ ab (Bild 5) durch die Induktivität des Kerns *2* verzögert. Der Kollektorstrom des Transistors T_1 erreicht ungehindert das Sättigungsgebiet (Bild 9). Danach klingt der Kollektorstrom i_{C2} gemäß Gl. (14) wieder ab. Die Schaltung hat somit den gewünschten Arbeitspunkt eingenommen.

Der im Oszillogramm von Bild 10 gemessene Stromverlauf stimmt im wesentlichen mit dem im Bild 9 beschriebenen Stromverlauf überein. Deutlich ist zu erkennen, daß unter dem Einfluß der Ferritkerne die Endphase des Bereichs *1* (Bild 7) und der undeterminierte Beginn des Bereichs *2* übersprungen werden und sofort ein stabiler Arbeitspunkt angestrebt wird.

Um beim Einschalten der Speisespannungen ausreichende Induktivität der Kerne zu gewährleisten, muß die Flankensteilheit der Speisespannung genügend groß sein. Diese Bedingung läßt sich gegebenenfalls durch den Einbau eines Schwellwertschalters (z. B. Relais) in das Netzgerät erfüllen.

Damit bei wiederholtem Zu- und Abschalten der Speisespannungen der zu speichernde Zustand erhalten bleibt, muß zwischen dem Zuschalten und dem darauf folgenden Abschalten so lange gewartet werden, bis der ursprüngliche Magnetisierungszustand wiederhergestellt ist.

Je größer die Schaltzeit und je unsymmetrischer die Belastung eines bistabilen Multivibrators sind, desto größer muß die Verzögerungszeit der Arbeitswicklung des jeweiligen Kerns sein, damit eine sichere Funktionsfähigkeit des Haftspeichers gewährleistet wird. Nicht nur durch Windungszahlvergrößerung, sondern auch durch Vergrößerung des Ferritkernquerschnitts kann die Verzögerungszeit vergrößert und den Erfordernissen angepaßt werden. Mit wachsenden Windungszahlen $w_{11} = w_{21}$ nimmt die Betriebssicherheit des Haftspeichers zu. Andererseits wächst damit aber auch die Schaltzeit des Haftspeichers.

2.3. Bemessung der Wicklungen der Rechteck-Ferritkerne

Für die resultierenden Durchflutungen der Kerne ergeben sich bei Vernachlässigung der Ströme durch die Koppelwiderstände R_K die folgenden Beziehungen:

$$\Theta_1 = |i_{E1}|\, w_{11} - |i_{C2}|\, w_{12}\,, \tag{15}$$

$$\Theta_2 = |i_{E2}|\, w_{21} - |i_{C1}|\, w_{22}\,. \tag{16}$$

Für eine sichere und schnelle Induktionsumkehrung muß die resultierende magnetische Feldstärke größer als die koerzitive sein.

$$|H_{\mathrm{res}}| \geqq 1{,}25\, H_c\,. \tag{17}$$

Wegen der Symmetrie der Schaltung gilt für die Windungszahlen:

$$w_{11} = w_{21} \quad \text{und} \quad w_{12} = w_{22}\,.$$

2.3.1. Bemessung der Arbeitswicklungen w_{11} und w_{21}

Beim Einschalten der Speisespannungen muß die verzögernde Wirkung (Bild 5) eines der beiden Ferritkerne noch vor dem

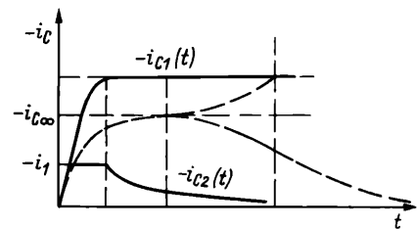


Bild 9. Kollektorstromverläufe eines bistabilen Multivibrators mit Ferritkernen (Haftspeicher) nach dem Einschalten der Speisespannungen

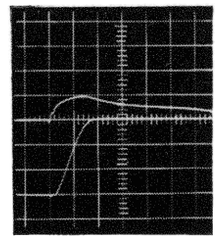


Bild 10
Oszillogramm der Kollektorstromverläufe entsprechend Bild 9

Erreichen des Haltebereichs mit dem Haltepunktstrom $i_{C\infty}$ (vgl. Gl. (8) und Bild 9) zum Tragen kommen. Da die Basisströme vernachlässigbar klein sind, werden in Gl. (15) und Gl. (16) $-i_{E1} = i_{C1}$ und $-i_{E2} = i_{C2}$ gesetzt.

Weil im hier betrachteten Bereich *1* (Bild 7) $i_{C1}(t) = i_{C2}(t)$ gilt, folgt aus den Gln. (1) und (15) für die Windungszahl w_{11}:

$$w_{11} > \frac{H_c\, l_m\, 1{,}25}{|i_{C\infty}|} + w_{12}\,. \tag{18}$$

Die Windungszahl w_{12} wird im folgenden Abschnitt berechnet.

2.3.2. Bemessung der Rückstellwicklungen w_{12} und w_{22}

Die Windungszahlen w_{11} und w_{22} werden so gewählt, daß bei minimal zulässiger Speisespannung und maximal zulässigem Kollektorreststrom I_{CEO} die resultierende Feldstärke beim Rückstellen die Bedingung (17) erfüllt.

Für die Durchflutung des Kerns *1* gilt:

$$w_{12}\frac{|U_{OC\,\min}|}{R_C} - w_{11}\,|I_{CEO\,\max}| = H_c\, l_m\, 1{,}25\,. \tag{19}$$

Aus den Gln. (18) und (19) folgt für die Rückstellwindungszahl w_{12}:

$$w_{12} \geqq \frac{(|i_{C\infty}| + |I_{CEO\,\max}|)\, H_c\, l_m\, R_C\, 1{,}25}{|i_{C\infty}|\,(|U_{OC\,\min}| - |I_{CEO\,\max}|\, R_C)}\,. \tag{20}$$

Damit die Umschaltzeiten des Haftspeichers nicht unnötig verlängert werden, wählt man die Windungszahlen $w_{12} = w_{22}$ zweckmäßigerweise nicht größer als durch den Ausdruck auf der rechten Seite der Ungleichung (20) gefordert wird.

Schlußbemerkungen

Für bestimmte Anwendungsfälle in der Rechen- und in der Steuerungstechnik ist es unbedingt erforderlich, daß die in den binären Speicherelementen mit Transistoren gespeicherten Informationen bei einem vorübergehenden Netzspannungsausfall nicht verlorengehen. Meistens werden in diesen Fällen zusätzliche Pufferbatterien eingesetzt, durch die die Gesamtanlage während des Netzspannungsausfalls gespeist wird.

Bei einer geringeren Anzahl transistorisierter Speicherelemente oder bei jeweils kurzzeitigem Netzspannungsausfall,

bedingt durch Netzspannungsumschaltungen, ist der Einsatz von zusätzlichen Pufferbatterien jedoch sehr unwirtschaftlich. Hier ist die Anwendung von Speicherelementen günstiger, bei denen nach jeder Speisespannungsunterbrechung der vorher vorhandene Speicherzustand durch die Wirkung eingeschalteter Rechteck-Ferritkerne wiederhergestellt wird (Haftspeicherwirkung).

In dem vorliegenden Beitrag werden der Aufbau und die Wirkungsweise einer speziellen Haftspeicherschaltung mit Transistoren und Rechteck-Ferritkernen beschrieben, die bis zu einer in erster Linie durch die Daten der verwendeten Ferritkerne bedingten oberen Grenzfrequenz einwandfrei arbeitet. Um das Bemessungsproblem des Haftspeichers allgemein lösen zu können, wird das Verhalten der bistabilen Schaltung beim Einschalten der Speisespannungen berechnet, und die Wirkung der Ferritkerne wird erläutert. Darauf aufbauend werden allgemeine Bemessungsvorschriften für die Berechnung der Windungszahlen der Ferritkerne angegeben.

Literatur

[1] *Breiden, R.:* Haftspeicher für das AEG-System Logistat. AEG-Mitteilungen 52 (1952) H. 3/4, S. 125–128.

[2] Deutsche Auslegeschrift 1 134 710.

[3] DBP 1050 376.

[4] Patentschrift WP 33 720.

msr 3154

Anschrift der Verfasser:

H. J. Zander, Dr.-Ing., und *G. Franke*, Dipl.-Ing., Bereich Technische Kybernetik des Zentralinstituts für Kybernetik und Informationsprozesse der DAW, 8027 Dresden, Haeckelstr. 20.

B. GLADUN und K.-H. FÖRSTER

Aufnehmer zur Komponentenzerlegung ebener Kraftvektoren

IA 3.2.1.5; 4.2.1.7

Problemstellung[1])

Bei der Messung von Kräften in Verarbeitungsmaschinen besteht häufig die Aufgabe, dynamisch wirkende Kraftvektoren in ihre Komponenten zu zerlegen und zu messen. Richtung und Betrag der Kraftvektoren sind dabei zeitlich veränderlich und nicht bekannt.

Für die Konstruktion des erforderlichen Aufnehmers gelten die bekannten Gesichtspunkte [1]. Die Umwandlung der mechanischen Dehnung in eine elektrische Größe geschieht mit Dehnungsmeßstreifen. Zur Zerlegung des Kraftvektors ergeben sich zwei prinzipielle Möglichkeiten [1].

a) Jede Komponente wird durch ein unabhängiges Meßsystem erfaßt. Die Trennung der Komponenten erfolgt mit mechanischen Mitteln.

b) Alle Komponenten werden durch ein Meßsystem erfaßt. Die Trennung der Komponenten erfolgt durch entsprechende Aufklebung und Schaltung der Dehnungsmeßstreifen.

Bei der Möglichkeit unter b) erfordert die Berechnung des Aufnehmers bei statisch unbestimmten Wandlern einen erhöhten Aufwand. Die Aufnehmer besitzen jedoch die Vorteile, daß nur ein einheitliches Meßsystem vorliegt und Nichtlinearitäten, wie Spiel aus Reibung, nicht auftreten.

Für die Messung ebener Kraftvektoren eignet sich ein kreisringförmiger Aufnehmer, bei dem sich verschiedene Nullstellen der Tangentialspannungen für radial und tangential angreifende Kräfte ergeben, so daß eine Komponentenzerlegung möglich ist. Über die theoretischen und praktischen Untersuchungen dieses Aufnehmers soll im folgenden berichtet werden.

1. Beschreibung des Aufnehmers

Bild 1 zeigt die Tangentialspannungsverläufe bei tangentialer und radialer Belastung des Kreisrings. Daraus folgen die Richtlinien für die Aufklebung der Dehnungsmeßstreifen in Vollbrückenschaltung (Bild 2). Die Brücke *I* (Bild 2 a) dient zur Messung der Radialkraft F_y, die Brücke *II* (Bild 2b) zur Messung der Tangentialkraft F_x. Die Dehnungen in den Brücken setzen sich aus den Dehnungen der Dehnungsmeßstreifen zusammen

$$\varepsilon_I = \frac{1}{4}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4) \tag{1}$$

$$\varepsilon_{II} = \frac{1}{4}(\varepsilon_1 - \varepsilon_2 - \varepsilon_3 + \varepsilon_4)\,. \tag{2}$$

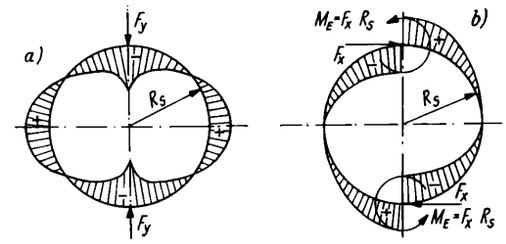


Bild 1. Tangentialspannungsverlauf im Kreisring
a) bei radialer Belastung; b) bei tangentialer Belastung

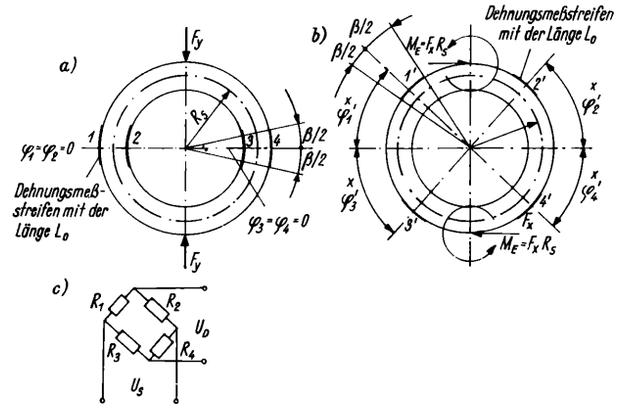


Bild 2. Aufklebung der Dehnungsmeßstreifen
a) bei radialer Belastung (Meßbrücke *I*); b) bei tangentialer Belastung (Meßbrücke *II*); c) Brückenschaltung

[1]) Mitteilung aus der Sektion Grundlagen des Maschinenwesens, Bereich Statik und Festigkeitslehre (Leiter: Prof. Dr.-Ing. habil. *H. Göldner*), und der Sektion Verarbeitungs- und Verfahrenstechnik, Bereich Verarbeitungsmaschinen (Leiter: Prof. Dr.-Ing. *G. Tränkner*) der Technischen Universität Dresden.

Da sich die Einflüsse beider Kraftkomponenten überlagern, gilt

$$\varepsilon_I = \varepsilon_I^{(F_x)} + \varepsilon_I^{(F_y)}, \qquad \varepsilon_{II} = \varepsilon_{II}^{(F_x)} + \varepsilon_{II}^{(F_y)}. \qquad (3)\ (4)$$

Die Aufklebewinkel φ_ν ($\nu = 1 \dots 4;\ 1' \dots 4'$) der Dehnungsmeßstreifen ergeben sich aus den Bedingungen

$$\varepsilon_I^{(F_x)} = 0, \qquad \varepsilon_{II}^{(F_y)} = 0. \qquad (5)\ (6)$$

Bei der Messung muß der Kraftangriffspunkt unverändert bleiben. Zusätzliche Momente dürfen nicht eingeleitet werden.

2. Berechnung des Aufnehmers

2.1. *Grundlagen*

Die Verformung des Kreisrings liegt bei der Messung mit Dehnungsmeßstreifen stets im elastischen Bereich. Es genügt daher, den Tangentialspannungsverlauf nach der Theorie des stark gekrümmten Balkens [2] zu berechnen. Es gilt (Bild 3)

$$\sigma = \left(F_L + \frac{M}{R_s}\right)\frac{1}{A} + \frac{M}{Z}\,\frac{y}{1 + y/R_s}, \qquad (7)$$

wobei für den Rechteckquerschnitt $A = b\,h$

$$Z = R_s\,b\left(\ln\frac{1+\varrho}{1-\varrho} - 2\,\varrho\right)$$

mit $\varrho = h/2\,R_s$ zu setzen ist[2]).

Die mittlere Dehnung ε eines Dehnungsmeßstreifens ν erhält man (Bild 2) aus

$$\varepsilon(\varphi_\nu) = \frac{1}{\beta}\int_{\varphi_\nu-\beta/2}^{\varphi_\nu+\beta/2} \varepsilon(\varphi)\,\mathrm{d}\varphi. \qquad (8)$$

2.2. *Mittlere Dehnung bei Tangentialbelastung*

Die Tangentialspannung am Außen- und Innenrand des Kreisrings beträgt für $0 \leqq \varphi < \frac{\pi}{2}$ nach Gl. (7)

$$\sigma^{(F_x)}_{(\varphi\,|\,y=\pm h/2)} = \pm\,\frac{F_x}{2\,b\,R_s}\,\frac{\varrho}{(1\pm\varrho)\left(\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho} - 2\,\varrho\right)}\,\sin\varphi. \qquad (9)$$

Der Verlauf der Tangentialspannung ist im Bild 1 dargestellt. Aus Gl. (9) ergibt sich mit Gl. (8) die mittlere Dehnung der Dehnungsmeßstreifen bei $\varphi = \varphi_\nu$ ($\nu = 1' \dots 4'$)

$$\varepsilon^{(F_x)}_{(\varphi_\nu\,|\,y=\pm h/2)} = \pm\,\frac{F_x}{2\,E\,b\,R_s}\,\frac{2\,\varrho}{(1\pm\varrho)\left(\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho} - 2\,\varrho\right)} \times \times\,\frac{\sin\beta/2}{\beta}\sin\varphi_\nu. \qquad (10)$$

2.3. *Mittlere Dehnung bei Radialbelastung*

Die Tangentialspannung am Außen- und Innenrand des Kreisrings beträgt nach Gl. (7)

$$\sigma^{(F_y)}_{(\varphi\,|\,y=\pm h/2)} = -\,\frac{F_y}{2\,b\,R_s}\left[\frac{2}{\pi}\,\frac{1}{\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho}} \pm \right. \left. \pm\,\frac{\varrho}{(1\pm\varrho)\left(\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho} - 2\,\varrho\right)}\left(\frac{4}{\pi}\,\frac{\varrho}{\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho}} - \cos\varphi\right)\right]. \qquad (11)$$

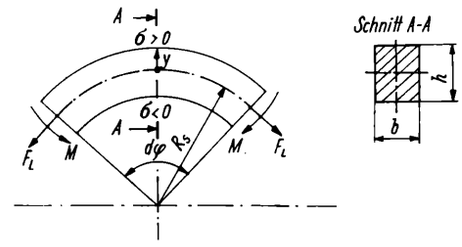


Bild 3. Element des Kreisringes

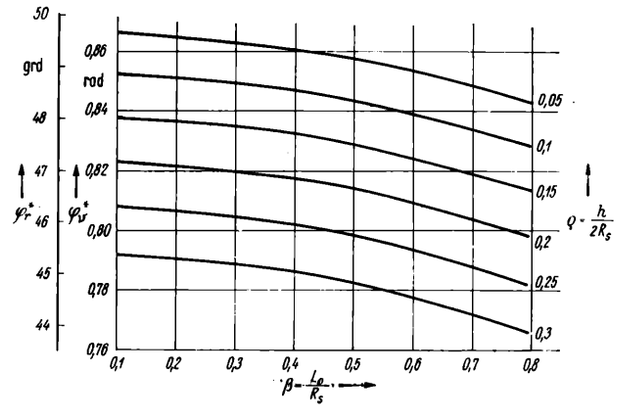


Bild 4. Aufklebewinkel φ_ν^* der Dehnungsmeßstreifen als Funktion der Form des Wandlers und der Länge der Dehnungsmeßstreifen

Der Verlauf der Tangentialspannung ist im Bild 2 dargestellt. Die mittlere Dehnung der Dehnungsmeßstreifen bei $\varphi = \varphi_\nu$ ($\nu = 1 \dots 4$) ergibt sich mit Gl. (11) aus Gl. (8):

$$\bar{\varepsilon}^{(F_y)}_{(\varphi_\nu\,|\,y=\pm h/2)} = -\,\frac{F_y}{2\,E\,b\,R_s}\left\{\frac{2}{\pi\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho}} \times \right. \times\left[1 \pm \frac{2\,\varrho^2}{(1\pm\varrho)\left(\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho} - 2\,\varrho\right)}\right] \mp \left. \mp\,\frac{2\,\varrho}{(1-\varrho)\left(\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho} - 2\,\varrho\right)}\,\frac{\sin\beta/2}{\beta}\cos\varphi_\nu\right\}. \qquad (12)$$

2.4. *Aufklebewinkel für die Dehnungsmeßstreifen*

Voraussetzung für die getrennte Messung beider Kraftkomponenten ist die Einhaltung der Bedingungen (5) und (6). Diese Bedingungen lassen sich durch geeignete Aufklebung der Dehnungsmeßstreifen erfüllen, wobei zwei Fälle möglich sind:

Im ersten Fall muß die Aufklebung der Meßbrücke *I* bei

$$\varphi_\nu = 0 \qquad (\nu = 1 \dots 4) \qquad (13)$$

und der Meßbrücke *II* bei

$$\varphi_\nu^* = \arccos\frac{(1+\varrho)\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho} - 2\,\varrho}{\pi\,\varrho\ln\dfrac{1+\varrho}{1-\varrho}}\,\frac{\beta}{\sin\beta/2} \qquad (14)$$

$$(\nu = 1' \dots 4')$$

erfolgen. Dabei verschwinden in Gl. (5) alle Anteile $\varepsilon_\nu^{(F_x)}$ ($\nu = 1 \dots 4$) und in Gl. (6) alle Anteile $\varepsilon_\nu^{(F_y)}$ ($\nu = 1' \dots 4'$).

[2]) Die Verläufe von Längskraft F_L und Moment M ergeben sich aus den Gleichgewichtsbedingungen am Viertelring [3].

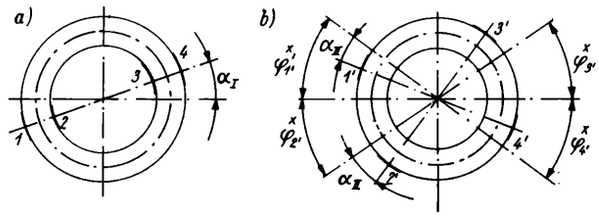


Bild 5. Fehlerhafte Aufklebung der Dehnungsmeßstreifen
a) für radiale Belastung; b) für tangentiale Belastung

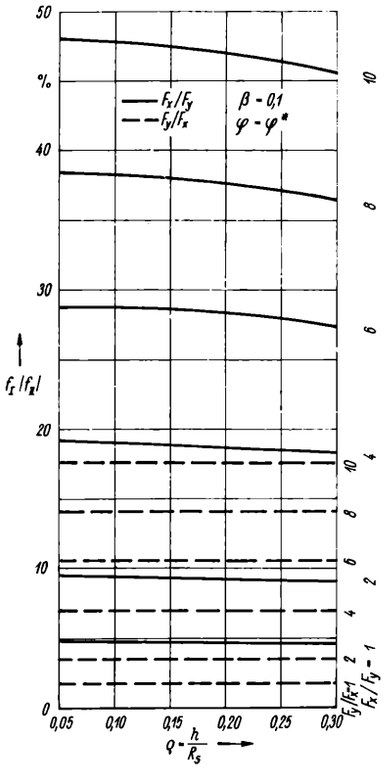


Bild 6. Fehler infolge fehlerhafter Dehnungsmeßstreifen-Aufklebung

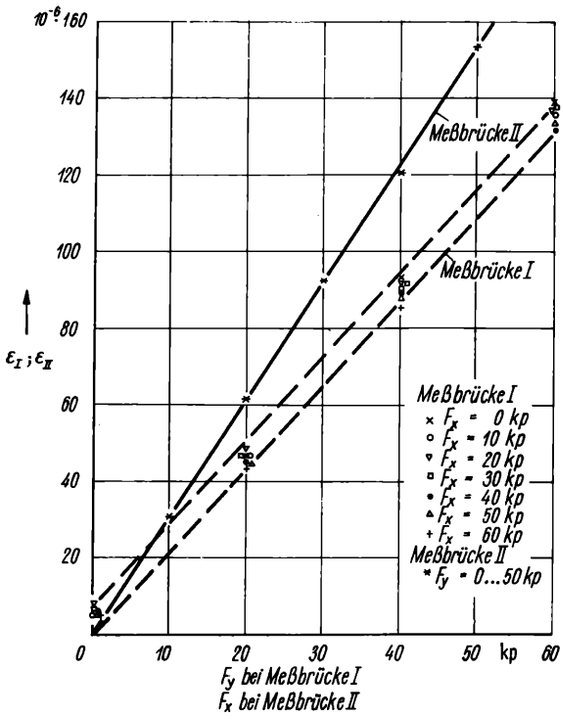


Bild 7
Kalibrierkurven der Meßbrücken *I* und *II* bei unterschiedlicher Belastung

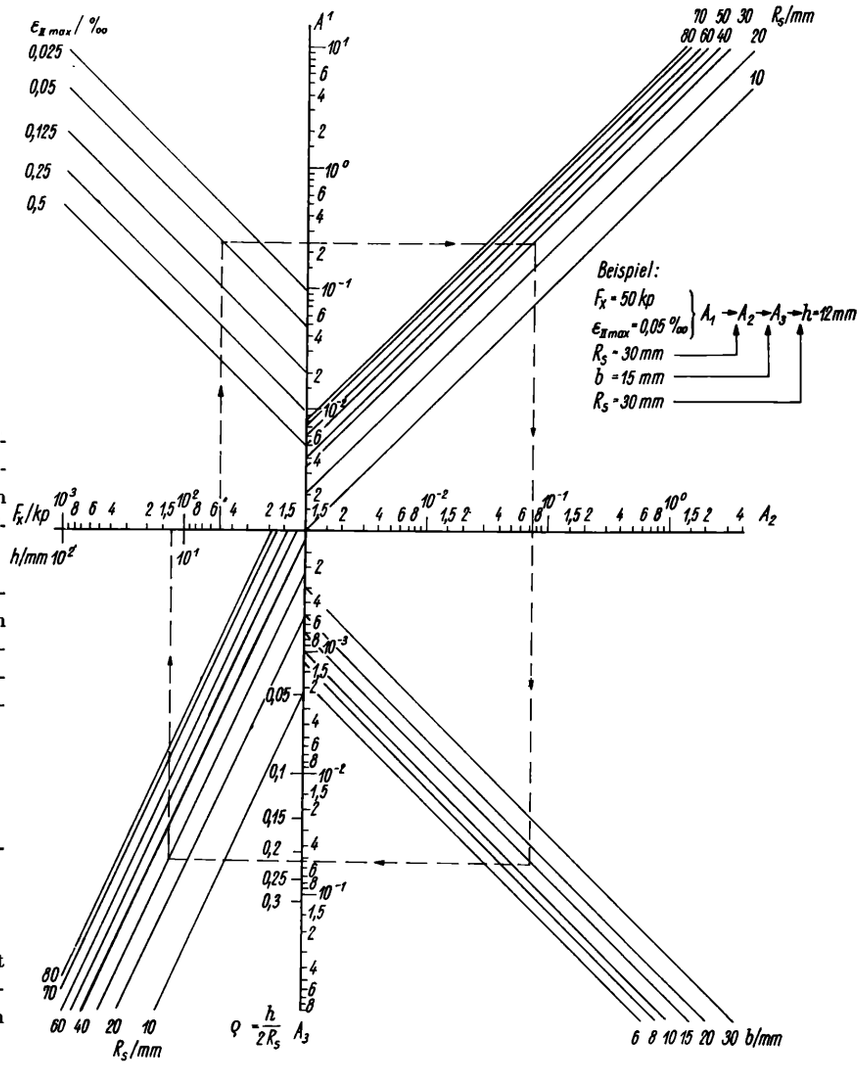


Bild 8. Nomogramm zur Dimensionierung des Aufnehmers

Bild 4 zeigt die Abhängigkeit des Aufklebewinkels φ_v^* der Dehnungsmeßstreifen für die Brücke *II* von der Form des Kreisrings und der Dehnungsmeßstreifenlänge.

Im zweiten Fall kompensieren sich einzelne Anteile in Gl. (5) bzw. Gl. (6), wenn unabhängig von der Form des Kreisrings und der Dehnungsmeßstreifenlänge die Dehnmeßstreifen der Meßbrücke *I* unter einem Winkel

$$\varphi_1 = \varphi_4 \quad \text{und} \quad \varphi_2 = \varphi_3 ;$$
$$\text{wobei} \quad \varphi_1 \neq \varphi_2$$

und die Dehnungsmeßstreifen der Meßbrücke *II* unter einem Winkel

$$\varphi_1, = \varphi_2, = \varphi_3, = \varphi_4$$

angeordnet werden. Diese Möglichkeit scheidet bei der Brücke *I* wegen Platzmangels für die Dehnungsmeßstreifen in praktischen Messungen aus.

2.5. *Einfluß ungenauer Dehnungsmeßstreifen-Aufklebung*

Es wird der ungünstigste Fall angenommen, daß die Dehnungsmeßstreifen der Meßbrücken gegenüber dem richtigen Winkel nach Gl. (13) und Gl. (14) um einen Winkel α_I und α_{II} (Bild 5) versetzt aufgeklebt sind. Dadurch überlagern sich die Einflüsse der beiden Kraftkomponenten.

Der relative Fehler beträgt für die Meßbrücke I

$$f_I = \frac{\varepsilon_I(\varphi_v = 0) - \varepsilon_I(\alpha_I)}{\varepsilon_I(\varphi_v = 0)}$$

und für die Meßbrücke II

$$f_{II} = \frac{\varepsilon_{II}(\varphi = \varphi_v^*) - \varepsilon_{II}(\varphi = \varphi_v^* \pm \alpha_{II})}{\varepsilon_{II}(\varphi = \varphi_v^*)}.$$

Er ist für $\alpha_I = \alpha_{II} = 1$ grd in Abhängigkeit von ϱ für verschiedene Belastungsverhältnisse F_y/F_x und eine relative Dehnungsmeßstreifenlänge $\beta = 0{,}1$ im Bild 6 dargestellt.

3. Experimentelle Untersuchung des Aufnehmers

Ein Kreisringaufnehmer mit den Abmessungen $R_\varrho = 35$ mm, $b = 10$ mm und $h = 10$ mm wurde experimentell untersucht. Die Dehnungsmeßstreifen der Meßbrücke I waren nur am Außenrand bei $\varphi_v = 0$ befestigt und als Halbbrücke geschaltet. Die Dehnungsmeßstreifen der Meßbrücke II befanden sich bei $\varphi_v^* = 48°$ in Vollbrücken-Schaltung. Zur besseren Auflage wurde der Ring abgeflacht. Die Befestigung an der Grundplatte erfolgte durch eine im Ring eingeschweißte Schraube.

Das Kalibrierdiagramm der Meßbrücken I und II bei statischer Belastung zeigt Bild 7. Es ergibt sich, daß die Messung tangentialer Belastung mit der Meßbrücke II ohne Beeinflussung der Komponenten möglich ist. Die Abweichung von der linearen Kalibrierkurve kann vernachlässigt werden. Die Messung der radialen Belastung wird von der tangentialen Belastung beeinflußt. Die Meßunsicherheit infolge Abweichung von der mittleren Kalibrierkurve beträgt etwa 4%. Die Fehlerursache liegt vor allem in den Schwierigkeiten der genauen Dehnungsmeßstreifen-Aufklebung.

4. Nomogramm zur Dimensionierung des Aufnehmers

Die Dimensionierung des Kreisrings erfolgt nach der Tangentialbelastung F_x, die diese höhere Spannungen im Ring hervorruft. Mit Hilfe des Nomogramms Bild 8 können für vorgegebene Werte von F_x und der maximalen Dehnung $\varepsilon_{II\,max}$ entsprechend den Meßbereichen des Dehnungsmeßgerätes die Abmessungen des Ringes R_ϱ, b und h bestimmt werden. Der Einfluß der Dehnungsmeßstreifenlänge bleibt unberücksichtigt.

Literatur

[1] *Rohrbach, Chr.:* Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Größen. Düsseldorf: VDI-Verlag 1967.
[2] *Göldner, H.:* Leitfaden der Technischen Mechanik. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1966.
[3] *Gladun, B.:* Untersuchung von Wandlern zur Zerlegung ebener Kraftvektoren. Dresden: Diplomarbeit am Institut für Mechanik des Maschinenbaus der Technischen Universität Dresden 1968.

msr 3190

Anschriften der Verfasser:

Bettine Gladun, Dipl.-Ing., 90 Karl -Marx-Stadt, Annenstr. 14, und *K.-H. Förster*, Dipl.-Ing., 8020 Dresden, Spitzwegstr. 70.

A. ZEHE

Kontinuierliche Überwachung des Anteiles von Beimengungen in einem Trägermedium nach einem Mikrowellenverfahren

IA 3.1.1.4; 3.2.4.2

Einleitung[1])

Aus der Literatur sind einige Verfahren bekannt, bei denen die komplexe Dielektrizitätszahl von Lösungen im Mikrowellenfeld von Hohlraumresonatoren zweckgerichtet zur Erzeugung einer Regelgröße gemessen wird [1] und [2]. Mehrkomponentige Flüssigkeitsgemische zeigen im allgemeinen bezüglich der Wechselwirkung mit einem Hochfrequenzfeld ein konzentrationsabhängiges, deutlich unterschiedliches Verhalten in Dispersion und Absorption. Mit gewissen Einschränkungen macht sich der konzentrationsabhängige Beitrag eines Anteiles in einem Zweikomponentengemisch sowohl durch seinen Realteil als auch durch seinen Imaginärteil der komplexen Dielektrizitätszahl bemerkbar. Das läßt die Möglichkeit für den Nachweis einer eventuell vorhandenen dritten Komponente offen. Allerdings verlieren die Meßwerte ihre Eindeutigkeit, wenn chemische Reaktionen hinzutreten. Es sind genügend Fälle bekannt, bei denen diese Einschränkung nicht gültig ist: z. B. bei der Wassergehaltsbestimmung in organischen und anderen Flüssigkeiten, bei der Feuchtigkeitsbestimmung von Gasen und bei der kontinuierlichen Bestimmung des Staubgehaltes in Industrieabgasen.

Einfache experimentelle Handhabung und hohe Nachweisempfindlichkeit lassen Mikrowellenverfahren unter Verwendung von Hohlraumresonatoren besonders geeignet erscheinen. Weitere Vorteile treten hinzu, wenn die Messungen bei einer festen Resonanzfrequenz des Resonators vorgenommen werden können [4], weil sich dadurch u. a. einfache regelungstechnische Möglichkeiten ergeben. Dieser letzte Aspekt hat für die weitere Diskussion Bedeutung.

1. Problemstellung

In einem angeregten Hohlraumresonator wird an passend gewählter Stelle ein verlustbehafteter dielektrischer oder magnetischer Störkörper eingebracht. Ist die Störung genügend klein, dann kann nach einer Störungsrechnung 1. Ordnung [3] bei Berücksichtigung nur quasistatischer Effekte (Entelektrisierung, Entmagnetisierung) der Zusammenhang zwischen den Meßgrößen (Güteänderung und Verschiebung der Resonanzfrequenz des Resonators) und der komplexen Dielektrizitätszahl bzw. Permeabilität der Sub-

[1]) Mitteilung aus der Sektion Physik der Karl-Marx-Universität Leipzig.

stanz berechnet werden. Eigenfrequenz und Güte des Resonators werden in dem Maße verändert, wie die Materialkonstanten im Störbereich von den Eigenschaften des ungestörten Resonators abweichen. Daraus folgt, daß es gleichgültig ist, ob die Eigenwerte eines leeren Resonators durch einen einzubringenden Störbereich geändert werden, oder ob sich die elektrischen und magnetischen Eigenschaften eines bereits im Resonator befindlichen Störbereiches ändern.

Ein häufig auftretendes Meßproblem der Industrie ist, wie z. B. im Falle des Staubgehaltes von Abgasen, neben der kontinuierlichen Anzeige die Warnung bei Überschreiten eines maximal zulässigen Wertes an Beimischungen. Beide Forderungen lassen sich mit einer Meßanordnung der beschriebenen Art erfüllen.

2. Empfindlichkeit eines Hohlraumes gegenüber Änderungen der komplexen Dielektrizitätszahl des Störbereiches

Ohne Einschränkung der Allgemeinheit wollen wir im folgenden nur den Fall des verlustbehafteten Dielektrikums $\underline{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - j\,\sigma_r$ betrachten. Für den magnetischen Körper gilt analoges. Des weiteren beschränken wir die möglichen Probengeometrien im Hinblick auf das Durchströmen von Flüssigkeiten oder Gasen durch den Resonator auf zylinderförmige Körper, die durch Kapillaren realisiert werden.

Abgesehen von einer notwendigen Optimierung hinsichtlich der hochfrequenzmäßigen Ankopplung von Mikrowellenresonatoren an das Leitungssystem [5] bis [7] ist der Meßeffekt bei der vorgegebenen Geometrie dem Volumen des Störbereiches und den Größen Dielektrizitätszahl und Verlustwinkel direkt proportional. Das gilt jedenfalls solange, wie man sich außerhalb des Skineffektbereiches befindet und das Hochfrequenzfeld den Störbereich homogen durchsetzt. Eine Abschätzung, die hier ohne Ableitung angegeben werden soll, schränkt den Durchmesser $2\,R$ einer zylinderförmigen Probe der Dielektrizitätszahl ε_r entsprechend der Beziehung $2\,R/\lambda_\varepsilon \leqq 0{,}17$ ein (λ_ε Wellenlänge des Hochfrequenzfeldes im Dielektrikum [7]). Der Skineffektbereich beginnt, wenn die Eindringtiefe des Wechselfeldes nicht mehr groß gegen den Zylinderdurchmesser der jetzt leitend gedachten Substanz ist. Wegen der sinusförmigen Feldverteilung in Hohlraumresonatoren vom H_{10p}-Typ (Bild 1) ist der homogene Bereich des Feldes ohne Störsubstanz kaum größer als 10% der halben Hohlrohrwellenlänge. Im X-Band ($\sim 8-10$ GHz) entspricht das einem schlauchförmigen Bereich von etwa 2,5 mm Dmr., über den der Zylinder bereits aus Gründen des dann radial abnehmenden elektrischen und zunehmenden magnetischen Feldes nicht hinauswachsen kann. Allerdings ist das auch nicht erforderlich. Die ohne kompliziertes Zubehör erreichbare Nachweisgrenze gegenüber Schwankungen δ des Realteiles und des Imaginärteiles der Dielektrizitätszahl liegen bei $\delta = \pm 0{,}01$, vorausgesetzt, die Güte des Hohlraumes ist genügend hoch. Im X-Band lassen sich Güten von Resonatoren des o. g. Typs bis $Q \cong 7500$ auch technisch realisieren. Die theoretisch erreichbaren Werte liegen weit höher. Der gerade noch nachweisbare prozentuale Anteil von Beimengungen im Trägermedium wird um so kleiner sein, je mehr sich die komplexe Dielektrizitätszahl beider Komponenten unterscheidet.

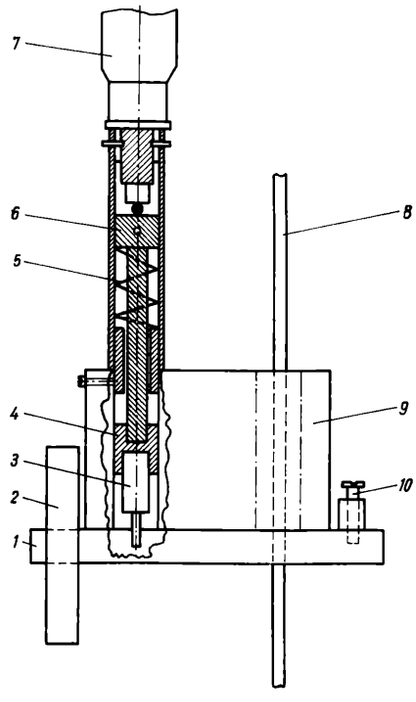


Bild 1. Hohlraumresonator mit Kapillare und Verstellvorrichtung
1 Resonator, *2* Flansch, *3* dielektrischer Verstellzylinder, *4* Befestigungsteil, *5* Rückstellfeder, *6* Führungskolben, *7* Kupplung für den Stellmotor, *8* Kapillare für die Meßsubstanz, *9* Metallblock, *10* Bereichseinstellung für die Resonanzfrequenz

3. Messung und Aufzeichnung von Änderungen der komplexen Dielektrizitätszahl

Das Meßprinzip bei getrennter Aufzeichnung von Änderungen im Realteil und im Imaginärteil der komplexen Dielektrizitätszahl ist durch Bild 2 charakterisiert. Als Hohlraum dient ein Reflexionsresonator vom H_{10p}-Typ. Reflexions-

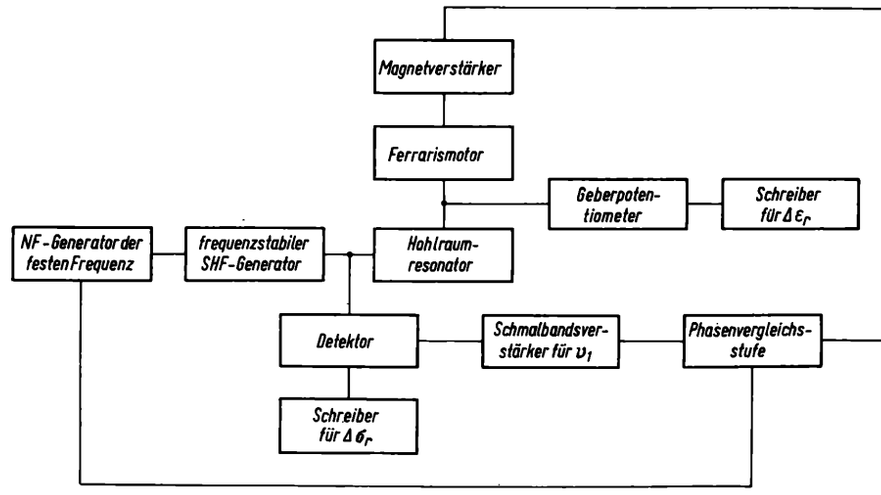


Bild 2
Signalflußplan

resonatoren haben gegenüber Transmissionsresonatoren den Vorteil einer größeren Empfindlichkeit gegenüber Güte- und Frequenzänderungen. Der im allgemeinen komplexe Reflexionsfaktor des Resonators als Verhältnis von eingestrahlter zu reflektierter Leistung ist mit der Kreisfrequenz ω des Generators bzw. der Eigenfrequenz des Resonators verknüpft [5]. Am Resonanzpunkt wird der Reflexionsfaktor reell und nimmt seinen kleinsten Wert an. Die „Tiefe" des sich einstellenden Minimums der Resonanzkurve ist in bezug auf die totalreflektierte Energie des elektromagnetischen Feldes eine Funktion der belasteten Güte des Resonators.

Ist der Imaginärteil der komplexen Dielektrizitätszahl klein gegen den Realteil, dann lassen sich beide voneinander entkoppeln und die Güteänderung allein dem Imaginärteil, die Resonanzfrequenzverschiebung allein dem Realteil der Dielektrizitätskonstante zuschreiben [8].

Der Hohlraumresonator (Bild 1) ist mit einem „verlustlosen" dielektrischen Kreiszylinder (z. B. Polystyrol) belastet, dessen Eintauchtiefe variierbar ist. Damit läßt sich die Resonanzfrequenz des Hohlraumes definiert ändern bzw. deren Änderung genau messen [9] bis [11]. An einer elektrisch äquivalenten Stelle durchfließt die zu untersuchende Substanz eine Kapillare.

Änderungen in ε_r haben eine Verschiebung der Resonanzfrequenz zur Folge, die durch den erwähnten dielektrischen Kreiszylinder meßbar ausgeregelt werden kann. Dadurch bleiben die Generatorfrequenz und die Eigenfrequenz des Resonators fest, was offensichtlich Vorteile regelungstechnischer Art mit sich bringt, abgesehen von der Vermeidung einiger Fehlereinflüsse im Mikrowellenzug.

Änderungen in σ_r beeinflussen die belastete Güte und damit den Betrag der reflektierten Leistung.

Beide Größen lassen sich getrennt aufzeichnen: die Eintauchtiefe des je nach gewünschter Empfindlichkeit geeignet dick gewählten dielektrischen Kreiszylinders als Maß für $\Delta\varepsilon_r$, der der reflektierten Leistung proportionale Detektorstrom der Empfangsdiode bei Resonanz als Maß für $\Delta\sigma_r$.

Die mikrowellenmäßige Zusammenschaltung der Bauteile ist in [4] beschrieben. Für eine regelungstechnische Anwendung ist der Meßplatz in der folgenden Weise zu erweitern: Der frequenzstabilisierte Generator (Klystron 723 A/B o. ä.) wird reflektorseitig niederfrequent (ν_1) moduliert. Am Resonanzpunkt der Meßzelle (ν_0) tritt Verdopplung der aufmodulierten Niederfrequenz ein.

Das vom Resonator reflektierte Signal wird im Detektor demoduliert, wobei der Gleichstromanteil ein Maß für σ_r ist. Hat die niederfrequente Wechselspannungskomponente allein die Frequenz $2\nu_1$, dann liegt Resonanz des Hohlraumes vor. Dieses Signal wird in einem auf ν_1 abgestimmten Selektivverstärker nicht weiterverarbeitet. Bei Abweichen der Resonanzfrequenz von der Generatorfrequenz ν_0 besteht die Wechselspannungskomponente aus den Anteilen ν_1 und $2\nu_1$, wobei entsprechend Bild 2 durch einen bekannten elektronischen Aufbau [7] die Abstimmung des Resonators bei Variation der Eintauchtiefe des dielektrischen Zylinders so lange erfolgt, bis der Frequenzanteil ν_1 verschwindet. Die Verstellung, die von einem Ferrarismotor vorgenommen werden kann, läßt sich entsprechend Bild 3 über ein Geberpotentiometer auf eine Registriervorrichtung transformieren.

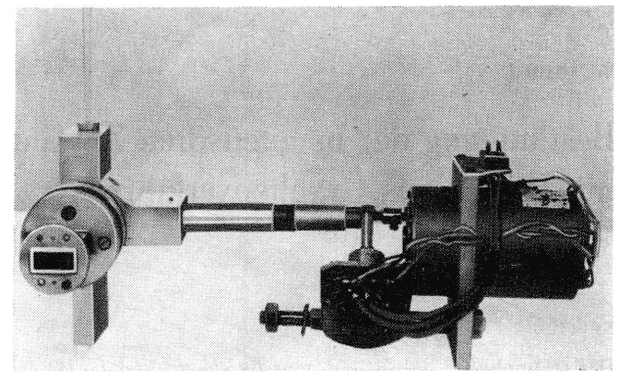


Bild 3. Meßhohlraum mit Stellmotor und Geberpotentiometer

Mit den gemessenen Werten $\Delta\varepsilon_r$ und $\Delta\sigma_r$ hat man die Möglichkeit, auf die Konzentration von Beimischungen in einer Trägersubstanz zu schließen [12] und [13].

Literatur

[1] *Kraeft, W. D.:* Ein Verfahren zur Messung der komplexen Dielektrizitätskonstanten von konzentrierten Ionenlösungen mittels Hohlraumresonatoren. Z. phys. Chem. **230** (1965) S. 368–382.

[2] *Hartshorn, L.,* und *I. A. Saxton:* Handbuch der Physik. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer-Verlag 1958.

[3] *Goubau, G.:* Elektromagnetische Wellenleiter und Hohlräume. Stuttgart: Wissenschaftliche Verlagsgesellschaft 1955.

[4] *Zehe, A.:* Ein Substitutionsprinzip zur Bestimmung der komplexen Dielektrizitätszahl zylinderförmiger Proben nach einer Hohlraumresonatormethode bei fester Resonanzfrequenz. Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. (im Druck).

[5] *Rüpke, H.:* Über die Ankopplung von Mikrowellenresonatoren zur Messung von Materialeigenschaften. A. E. Ü. **20** (1966) H. 11, S. 617–620.

[6] *Feher, G.:* Empfindlichkeitsbetrachtungen zur Mikrowellentechnik der Elektronen-Spin-Resonanz. Bell. Syst. techn. J. **36** (1957) S. 449–484.

[7] *Frieser, A.:* Mikrowellenmeßtechnik, WTB. Berlin: Akademie-Verlag 1965.

[8] *Stoll, J. F.:* Vergleichende Messungen der komplexen skalaren Permeabilität an Kugeln und Stäben aus Ferriten mit hohen und niedrigen Verlusten. Zs. angew. Physik **3** (1967) S. 214.

[9] *Röpke, G.,* und *A. Zehe:* Berechnung von Feldern in Dielektrika. Ann. Phys. (7) **22** (1968) S. 61–66.

[10] *Zehe, A.,* und *G. Röpke:* Verstimmung eines Hohlraumresonators durch einen sukzessive eingeführten dielektrischen Stab. Exp. Techn. Phys. **16** (1968) H. 6, S. 443–449.

[11] *Zehe, A.,* und *G. Röpke:* Zylinderförmige Dielektrika im homogenen Feld eines H_{10p}-Resonators bei 9000 MHz. Exp. Techn. Phys. **18** 17 (1969) H. 5/6, S. 401–406.

[12] *Lewin, L.:* Die elektrischen Kenngrößen von Material, dem kugelförmige Teilchen beigemischt sind. IEE **94** (1947) H. 1, S. 65–68.

[13] *Rennicke, H.,* und *H. Däberitz:* Künstliches Dielektrikum für Höchstfrequenzen. Wissenschaftliche Zeitschrift der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau **8** (1962) H. 2, S. 165–169.

msr 3210

Anschrift des Verfassers:

A. Zehe, Dipl.-Phys., 7034 Leipzig, Alfred-Rosch-Str. 9.

W. UEBEL

Bestimmung der magnetischen Zustände des Transfluxors mit Hilfe eines Graphenverfahrens

IA 4.5.3

Einleitung[1])

Der erstmalig im Jahre 1955 von *Rajchman* und *Lo* [1] erwähnte Transfluxor hat seitdem in vielen Gebieten der Datenverarbeitung, Steuer- und Regelungstechnik Anwendung gefunden (z. B. [2] bis [5]). Er gestattet die Speicherung analoger und digitaler Signale und deren zerstörungsfreie Abfrage. Der Transfluxor besteht aus einem magnetischen Werkstoff mit rechteckförmiger Hystereseschleife (z. B. Ferrite und Fe–Ni-Legierungen). Die Funktionsweise beruht auf der Kopplung des magnetischen Flusses. Diese ist durch die Quellenfreiheit der magnetischen Induktion, die rechteckförmige Hystereseschleife des Werkstoffs und die endliche Breite der Flußröhren des Elementes bedingt. Letzteres äußert sich in der Kreuzungsfreiheit des magnetischen Flusses. Die Funktionsweise des Transfluxors beim Einstellen und Rückstellen einer Einstellung wurde in [6] und [7] ausführlich untersucht. Die sich unter dem Einfluß der verschiedenen Eingangsimpulse einstellenden Endzustände sind dabei auf zeichnerischem Wege ohne Kenntnis aller möglichen magnetischen Zustände des Elementes ermittelt worden. In der hier vorliegenden Arbeit sollen mit Hilfe eines Graphenverfahrens alle Zustände berücksichtigt werden. Dieses Verfahren ist in [8] detailliert dargestellt. Für die aus der Graphentheorie verwendeten Begriffe und Methoden sei auf [9] verwiesen.

1. Multigraph und Zustandsvektor des Transfluxors

Im Bild 1 ist der Zweiloch-Transfluxor mit der Wicklungsanordnung in einer dem Verfahren angepaßten Form dargestellt. Prinzipiell kann auch die bekannte kreisförmige Form des Transfluxors benutzt werden. Jedoch wird dadurch die Auswertung auf Grund der gekrümmten Flußröhren erschwert. Der Transfluxor besteht aus einem Steuerkreis zur Speicherung und einem Übertragungskreis zur zerstörungsfreien Abfrage. Im folgenden beschränkt man sich immer auf vier Einstellungen des Transfluxors, nämlich Blockierung, Untereinstellung, optimale Einstellung und Übereinstellung. Das bedeutet, daß der Transfluxor im Joch *1* in vier Flußröhren vom gleichen rechteckförmigen Querschnitt und im Joch *2* und *3* in je zwei Flußröhren aufgeteilt wird. Dies ist im Bild 1 durch Pfeile gekennzeichnet. Für die Flußröhren gilt an jeder Stelle des Elementes das Kirchhoffsche Gesetz: Die Anzahl der Flußröhren mit zufließendem Fluß ist gleich der Anzahl der Flußröhren mit abfließendem Fluß.

Allgemein kann jedem Ferritbauelement aus Rechteckwerkstoff ein gerichteter Multigraph zugeordnet werden [8]. Dabei entspricht jeder Flußröhre ein Bogen des Graphen. Den Stellen der Flußverzweigung im Element werden die Knoten des Graphen zugeordnet. Diese befinden sich beim Zweiloch-Transfluxor an den beiden Stellen der Kopplung von Steuerkreis und Übertragungskreis. Mit den oben festgelegten Anzahlen der Flußröhren ergibt sich der im Bild 2 dargestellte Multigraph *G*.

Einem Bogen des Multigraphen werde nun der Wert L zugeordnet, wenn seine im Bild 2 angegebene Richtung mit der Richtung des Flusses in der zugehörigen Flußröhre übereinstimmt. Ist seine Richtung antiparallel zur Flußrichtung in der Flußröhre, so erhalte der Bogen den Wert 0.

Die so bewerteten Bögen bilden die Komponenten φ_ν eines Vektors

$$\Phi = (\varphi_1, \varphi_2, \ldots, \varphi_8),$$

da der Multigraph des Transfluxors 8 Bögen besitzt. Ein magnetischer Zustand des Transfluxors sei durch die Angabe

[1]) Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der DAW zu Berlin, Bereich Informationsphysik (Dir.: Prof. Dr. habil. *H. Völz*).

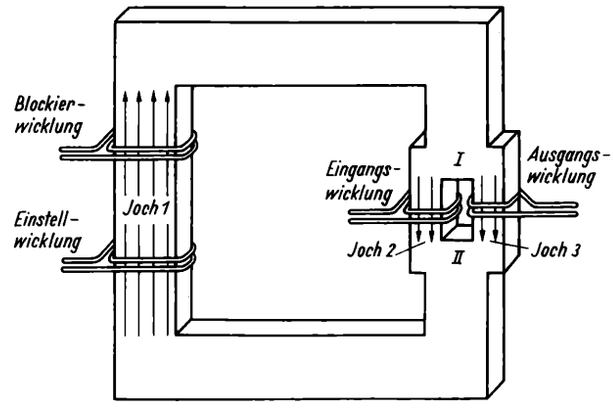


Bild 1. Zweiloch-Transfluxor in einer dem Verfahren angepaßten Form mit der Wicklungsanordnung (*I* und *II*: Stellen der Kopplung von Steuer- und Übertragungskreis; Pfeile: Flußrichtung in den Flußröhren im blockierten Zustand)

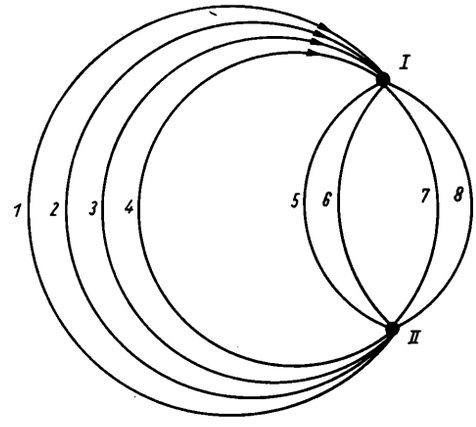


Bild 2. Multigraph des Zweiloch-Transfluxors bei vier Einstellstufen (römische Zahlen: Knoten; arabische Zahlen: Bögen)

der Richtung des magnetischen Flusses in den einzelnen Flußröhren charakterisiert. Daher beschreibt der Vektor $\boldsymbol{\Phi}$ einen magnetischen Zustand des betrachteten Transfluxors. Seine Komponenten erfüllen untereinander das Kirchhoffsche Gesetz, d. h.: die Anzahl der Komponenten mit den Werten L ist gleich der Anzahl der Komponenten mit den Werten 0. Auf Grund der Kopplung des magnetischen Flusses sind diese nicht alle unabhängig voneinander. Da sie aber das Kirchhoffsche Gesetz erfüllen, sollen die nicht abhängigen Komponenten als bedingt unabhängig bezeichnet werden. Ihre Anzahl läßt sich mit Hilfe der Graphentheorie wie folgt ermitteln:

Die Anzahl der unabhängigen Variablen in einem Stromproblem ist gleich der Anzahl der voneinander unabhängigen Elementarzyklen des Graphen, der dieses Stromproblem beschreibt [9]. Diese Zahl definiert die Dimension $k(G)$ der Zyklenbasis des Graphen G. Sie ist

$$k(G) = m - n + p\,,$$

wobei m die Anzahl der Bögen (acht), n die Anzahl der Knoten (zwei) und p die Anzahl der Komponenten des Graphen (eine) ist. Da der Multigraph G das „Stromproblem" des magnetischen Elementes repräsentiert, gibt $k(G)$ die Anzahl der bedingt unabhängigen Komponenten des Vektors $\boldsymbol{\Phi}$ an. Für den Zweiloch-Transfluxor mit den festgelegten Anzahlen der Flußröhren in den Stegen ergibt sich $k(G) = 7$, womit der Vektor $\boldsymbol{\Phi}$ sieben bedingt unabhängige Komponenten hat. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit werden hier φ_1 bis φ_7 als solche gewählt. Dieser 7 komponentige Vektor wird Zustandsvektor genannt, da er jeden magnetischen Zustand des Transfluxors eindeutig beschreibt.

2. Bestimmung der möglichen magnetischen Zustände

In dem folgenden Verfahren werden zunächst alle möglichen magnetischen Zustände des Transfluxors bei vorgegebenen Eingangsbedingungen bestimmt. Aus diesen sollen dann die Endzustände ermittelt werden, die sich im Transfluxor tatsächlich einstellen. Zur Bestimmung der möglichen magnetischen Zustände wird der Zustandsvektor in die beiden Komponentengruppen $(\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4)$ und $(\varphi_5, \varphi_6, \varphi_7)$ zerlegt. Jede Gruppe besitzt 2^h L-0-Kombinationen, wobei h die Anzahl der Komponenten einer Gruppe ist. Jeder L-0-Kombination wird nun ein Knoten eines weiteren Graphen Z, des Zustandsgraphen nach Bild 3, zugeordnet. Jede Verbindung dieser beiden Gruppen, die dem Kirchhoffschen Gesetz genügt, bildet dann einen Bogen des Graphen Z. Die L-0-Werte der einen Bogen begrenzenden Knoten sind die Komponenten eines Zustandsvektors. Damit repräsentiert hier jeder Bogen einen bestimmten magnetischen Zustand des Transfluxors. Insgesamt kann der Transfluxor 70 magnetische Zustände einnehmen.

Durch vorgegebene Eingangsbedingungen wird diese Anzahl reduziert. Die Eingangsbedingungen kennzeichnen die Wirkung eines Stromimpulses an der Stelle Wicklung. Dies sei an einem Beispiel erläutert.

Bei optimaler Einstellung über Joch *1* hat das durch den Einstellstromimpuls erzeugte Feld eine Feldstärke, die gerade die beiden inneren Flußröhren im Joch *1* ummagnetisiert. Folglich lautet die Eingangsbedingung $\varphi_3 = \varphi_4 = 0$. Daraus ergibt sich ein Zustandsgraph, der im Bild 3 durch die stark ausgezogenen Bögen angegeben ist. Hier sind also nur noch 15 magnetische Zustände möglich.

Beim Übertragen hat der Eingangsstromimpuls die Normalstromstärke. Das heißt, daß das erzeugte Feld den gesamten

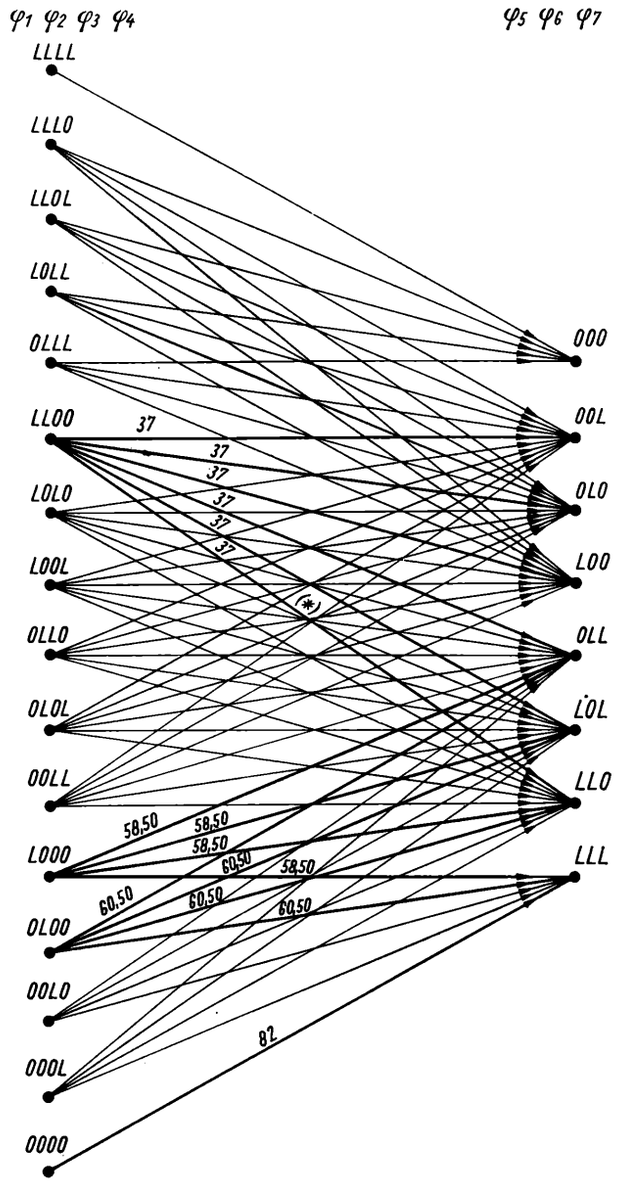


Bild 3. Zustandsgraph des Zweiloch-Transfluxors bei vier Einstellstufen (stark ausgezogen und energetisch bewertet: optimale Einstellung über Joch *1* vom blockierten Zustand; (*): energetisch tiefster Zustand für diese Eingangsbedingung)

Übertragungskreis ummagnetisieren kann, ohne auf den Steuerkreis einzuwirken. Diese Strombegrenzung wird dadurch berücksichtigt, daß die Komponenten $\varphi_1 - \varphi_4$ diejenigen Werte behalten, die sie im Endzustand der Einstellung bzw. Rückstellung besitzen. Da der Übertragungsimpuls in Joch *2* in Blockierrichtung wirkt, muß außerdem $\varphi_5 = \varphi_6 = 0$ sein. Mit diesen beiden Bedingungen ist der Zustandsgraph festgelegt. Jedoch kann beim Übertragen nach der Übereinstellung über Joch *1* die zweite Bedingung nicht erfüllt werden, da hier $\varphi_2 = \varphi_3 = \varphi_4 = 0$ ist. Nach dem Kirchhoffschen Gesetz kann nämlich nur noch eine der Komponenten φ_5 und φ_6 den Wert 0 annehmen. Folglich gilt hier $\varphi_5 = 0$, $\varphi_6 = \mathrm{L}$ und $\varphi_5 = \mathrm{L}$, $\varphi_6 = 0$. Das bedeutet, daß nur eine der beiden Flußröhren in Joch *2* ummagnetisiert werden kann. Beim Treiben ergibt sich das Analoge mit entgegengesetzter Feldrichtung. Die Spalten 1 und 3 der Tafel geben einen Überblick über die Anzahl der möglichen Zustände beim Einstellen und Rückstellen über die Joche *1*, *2* und *3* sowie beim Übertragen.

Tafel. Anzahl der möglichen magnetischen Zustände und der Endzustände des Zweiloch-Transfluxors beim Einstellen und Rückstellen sowie beim Übertragen der Ein- und Rückstellungen

Einstellimpulse und Rückstellimpulse	Anzahl der möglichen magnetischen Zustände	Anzahl der Endzustände	Anzahl der möglichen magnetischen Zustände beim Übertragen	Anzahl der Endzustände beim Übertragen
keine Impulse	70	–	–	–
Untereinstellung über Joch *1*	35	1	2	1
optimale Einstellung über Joch *1*	15	1	1	1
Übereinstellung über Joch *1*	5	1	2	1
Untereinstellung über Joch *2*	40	1	2	1
optimale Einstellung über Joch *2*	15	1	1	1
Untereinstellung über Joch *3*	40	1	2	1
optimale Einstellung über Joch *3*	15	1	1	1
Rückstellen über Joch *1*,				
von der Untereinstellung	35	1	1	1
von der optimalen Einstellung	35	1	2	1
von der Übereinstellung	35	1	1	1
Rückstellen über Joch *2*,				
von der Untereinstellung	15	1	2	1
von der optimalen Einstellung	15	1	1	1
von der Übereinstellung	15	1	1	1
Rückstellen über Joch *3*,				
von der Untereinstellung	15	1	2	1
von der optimalen Einstellung	15	1	1	1
von der Übereinstellung	15	1	1	1

3. Endzustände des Transfluxors

Unter den so erhaltenen Zuständen werden nun diejenigen ausgewählt, die sich von einem bestimmten Ausgangszustand als Endzustände einstellen. Die Ausgangszustände sind beim Einstellen der blockierte Zustand und beim Rückstellen der entsprechende Zustand nach der Einstellung. Beim Übertragen ist der Zustand nach der Ein- bzw. Rückstellung der Ausgangszustand. Als Endzustände werden sich die Zustände einstellen, die zu ihrer Ummagnetisierung die geringste Energie und kleinste Schaltzeit benötigen [10]. Zur Auswahl der Zustände minimaler Ummagnetisierungsenergie sind die Bögen des Zustandsgraphen zu bewerten. Die Energie ist nach [11] der Länge der ummagnetisierten Flußröhren proportional. Zu ihrer Bestimmung werden die Zustände in Form von Flußbildern gezeichnet und die ummagnetisierten Wege ausgewählt. Hierbei wird die Ummagnetisierung um 90° nur mit der halben Energie der Ummagnetisierung um 180° bewertet [10]. Ein magnetischer Zustand kann auf verschiedene Weise dargestellt werden, indem sich die Flüsse an den Stellen *I* und *II* des Transfluxors auf eine jeweils andere Art miteinander verkoppeln. Diese Kopplungsarten werden Flußkonfigurationen des magnetischen Zustandes genannt [8]. Bei der Energiebewertung sind diejenigen Flußkonfigurationen von Bedeutung, die die kleinste Ummagnetisierungsenergie benötigen. Die erhaltenen Energiewerte werden als Bewertungsziffern an die Bögen des Zustandsgraphen im Bild 3 angeschrieben und als deren Längen betrachtet. Auf diese Weise ist das Auffinden des energetisch tiefsten Zustandes auf das Auffinden des kürzesten Weges im Zustandsgraphen zurückgeführt.

Als Endzustand wird sich dann unter den Zuständen kleinster Energie derjenige Zustand einstellen, der zu seiner Ummagnetisierung die geringste Zeit benötigt. Diese Schaltzeit τ ist nach [10] proportional der Länge des längsten geschlossenen Flußweges, in dem eine Ummagnetisierung vor sich gegangen ist. Bei der Untersuchung des Transfluxors erwies sich jedoch eine Verfeinerung dieser Schaltzeitbewertung als notwendig: Die Ummagnetisierung pflanzt sich von der Stelle der Erregung mit einer endlichen Geschwindigkeit fort.

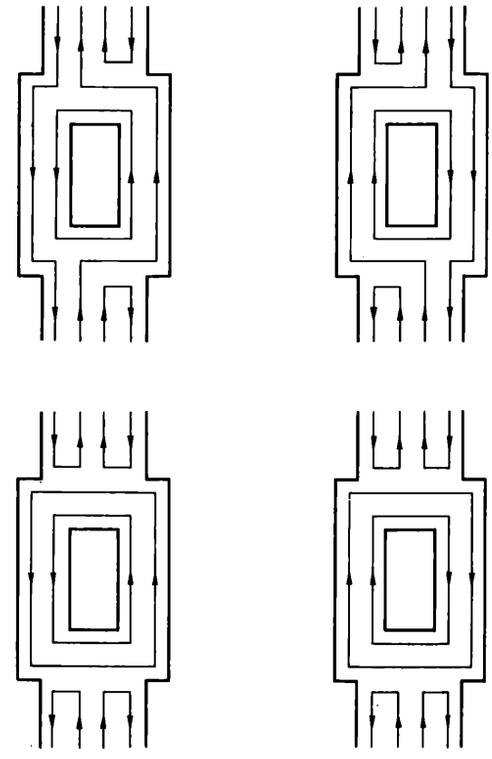
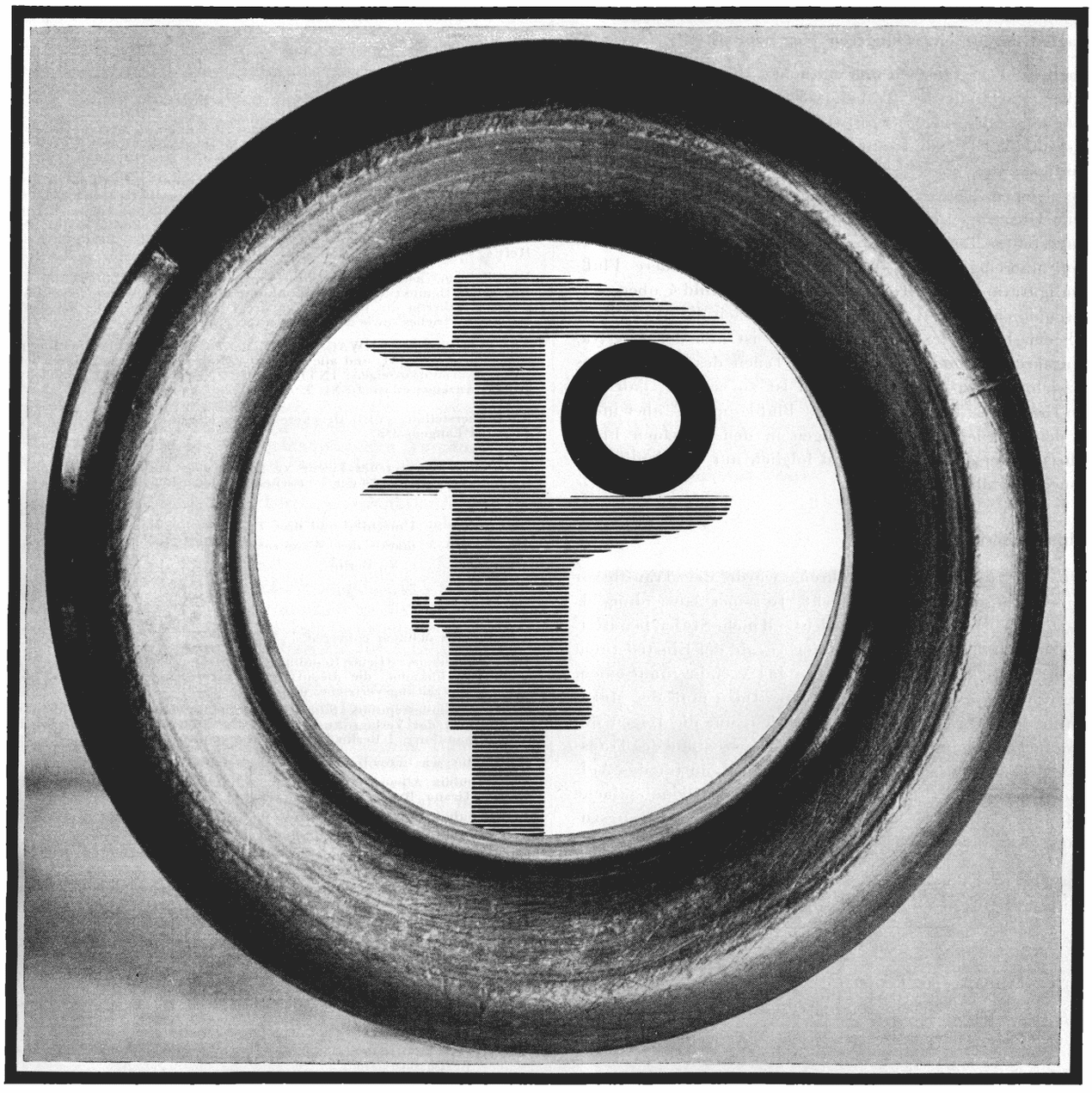


Bild 4. Flußbilder der Endzustände
links oben: nach dem Übertragen einer Rückstellung über Joch *1* vom übereingestellten Transfluxor
rechts oben: nach dem Rückstellen über Joch *3* vom übereingestellten Transfluxor
unten: Vergleich mit den in [7] erhaltenen Endzuständen
(der Steuerkreis ist nach links angeschlossen zu denken)

Der geänderte Fluß ist auf Grund der Quellenfreiheit bestrebt, sich auf kürzestem Weg wieder zu einem geschlossenen Flußring zu vereinigen. Deshalb ist die hier wesentliche Schaltzeit τ' proportional dem längsten Flußpfad, der auch unmittelbar an der Stelle der Erregung ummagnetisiert wird. τ' ist dann kleiner als τ, wenn in anderen Teilen des



Was verlangen Sie von einem Bauelement?

RFT electronic

Geringe Toleranzen — die garantieren wir Ihnen!

Optimale elektrische und magnetische Eigenschaften — auch dafür stehen wir ein! Unsere Masseeisenkerne werden von erfahrenen Fachkräften nach neuen technologischen Verfahren hergestellt. Ständige Fertigungsüberwachung und moderne Meß- und Prüfeinrichtungen garantieren für weichmagnetische Bauelemente höchster Zuverlässigkeit und Lebensdauer.

Wir wollen Sie gern bei der Lösung Ihrer Probleme beraten.

Schreiben Sie an den Kundendienst im

KOMBINAT VEB ELEKTRONISCHE BAUELEMENTE

Elementes eine durch die Flußkopplung notwendige Ummagnetisierung einen längeren Weg beinhaltet.[2])

Nach der energetischen und zeitlichen Bewertung der möglichen Zustände des Transfluxors bei den verschiedenen Eingangsbedingungen ergibt sich jeweils eindeutig ein Endzustand (Tafel: 2. und 4. Spalte). Dieser ist durch eine Flußkonfiguration darstellbar. Dabei werden bis auf zwei Fälle die gleichen Zustände wie in [6] und [7] erhalten. Lediglich beim Übertragen einer Rückstellung über Joch *1* vom übereingestellten Transfluxor und beim Rückstellen über Joch *3* vom übereingestellten Transfluxor wurden andere Flußkonfigurationen ermittelt. Diese sind im Bild 4 oben veranschaulicht. Darunter sind zum Vergleich die in [7] angegebenen Flußbilder dargestellt. Hier ist nun der Übertragungskreis mit den angrenzenden Teilen des Steuerkreises gezeichnet. Aus den Flußbildern ist zu ersehen, daß sich die Ergebnisse nur in der Art der Flußkopplung, aber nicht in den Magnetisierungsrichtungen in den einzelnen Flußröhren unterscheiden. Sie sind folglich nur Flußkonfigurationen desselben Zustandes.

Schlußbemerkungen

Mit Hilfe des Graphenverfahrens wurde der Transfluxor bei vier Einstellstufen untersucht. In seiner Anwendung als Analogspeicher werden aber bedeutend mehr Stufen benötigt. Der Aufwand steigt jedoch mit der Anzahl der Einstellstufen stark an. In diesen Fällen müßte das Verfahren auf einem Digitalrechner durchgeführt werden. Dazu muß der Multigraph des Elementes erweitert werden, um die Bögen des Graphen unabhängig vom Magnetisierungszustand des Transfluxors bewerten zu können. Dies führt dann für das Auffinden des energetisch tiefsten Zustandes auf eine einfache Differenzbildung der Zustandsvektoren vom Ausgangszustand zum untersuchten Zustand.

Der Verfasser dankt Herrn Dr. *U. Rösler* für wertvolle Hinweise und Diskussionen.

Literatur

[1] *Rajchman, J. A.*, and *A. W. Lo*: The Transfluxor — a Magnetic Gate with Stored Variable Setting. RCA Review **16** (1955) H. 7, S. 303–311.

[2] *Haass, G. F.*: Der Transfluxor als Analogspeicher. NTZ **14** (1961) H. 8, S. 410–415.

[3] *Haass, G. F.*: Statische Analogspeicher mit magnetischen Elementen. NTZ **18** (1965) H. 3, S. 134–140.

[4] *Chitry, P.*: Der Transfluxor als digitales Speicherelement. Teil 1: Der Transfluxor im 2D-Speicher. XIII. Internationales Wiss. Koll. der Techn. Hochsch. Ilmenau (1968) H. 1 (Nichtl. Elektrotechn.), S. 71–81.

[5] *Triebel, J.*: Der Transfluxor als digitales Speicherelement. Teil 2: Der Transfluxor im 3D-Speicher. XIII. Internationales Wiss. Koll. der Techn. Hochsch. Ilmenau (1968) H. 1 (Nichtl. Elektrotechn.), S. 83–96.

[6] *Rösler, U.*: Die Stromimpulssteuerung von Zweiloch-Transfluxoren; das Einstellen. msr **8** (1965) H. 3, S. 98–102.

[7] *Rösler, U.*: Die Stromimpulssteuerung von Zweiloch-Transfluxoren; das Rückstellen einer Einstellung. msr **8** (1965) H. 5, S. 169–173.

[8] *Uebel, W.*: Analyse der kombinatorischen Eigenschaften von magnetischen Bauelementen. EIK (im Druck).

[9] *Berge, C.*: Theorie des Graphes et ses Applications. Paris 1958. (russische Übersetzung: Moskau 1962).

[10] *Rösler, U.*, und *W. Uebel*: Bestimmung der magnetischen Zustände in flußgekoppelten magnetischen Bauelementen. EIK (im Druck).

[11] *Rösler, U.*: Untersuchungen der Funktionsweise eines allmagnetischen Schaltnetzwerkes. WZE **6** (1966), S. 214–226.

[2]) Die Schaltzeit τ' steht nicht im Widerspruch mit den in [10] erhaltenen Ergebnissen.

msr 3218

Anschrift des Verfassers:

W. Uebel, Dipl.-Phys., 1071 Berlin, Helmut-Just-Str. 17/19.

messen · steuern · regeln

Herausgeber: Kammer der Technik

VEB Verlag Technik Berlin. Verlagsleiter: Dipl. oec. *H. Sandig*

Redaktion: *H. Weichardt*, Verantwortlicher Redakteur

Anschrift der Redaktion: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14, Fernspr.: 42 05 91, Telegrammadresse: Technikverlag Berlin. Telex: Berlin 0 11 22 28 techn dd

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig. Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte. Die Zeitschrift messen-steuern-regeln erscheint monatlich. Bezugspreis je Heft 4,– M.

Bestellungen nehmen alle Postämter und Buchhandlungen in der Deutschen Demokratischen Republik und der deutschen Bundesrepublik, sowie Westberlin die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes sowie der Verlag entgegen.

Anzeigenannahme: DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28–31, und alle DEWAG-Zweigstellen, Anzeigenpreisliste Nr. 1. Auslandsanzeigen: INTERWERBUNG, 104 Berlin, Tucholskystr. 40, Anzeigenpreisliste Nr. 2.

Gesamtherstellung: VEB Druckerei „Thomas Müntzer", 582 Bad Langensalza.

DAMW

Veröffentlicht unter der Lizenz-Nr. 1112 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrats der Deutschen Demokratischen Republik

Umschlag und drei Textseiten – eingetragene Schutzmarke des Warenzeichenverbandes Regelungstechnik e. V., Berlin

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag. Auslieferung über KAWE-Kommissionsbuchhandlung, 1 Berlin 12, Hardenbergplatz 13.

Westberlin: wie unter Deutsche Bundesrepublik

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shteterore e Tregetimit te Librit, Tirana, Rruga Konference e Pezec

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen Shudian, Peking P. O. Box 88

Republik Kuba: Außenhandelsunternehmen Cubartimpex, La Habana, Lonja del comerico 4to. Piso

Sozialistische Föderative Republik Jugoslawien: Jugoslowenska Knjiga, Beograd, Terazija 27

Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wronia 33

Soz. Republik Rumänien: Directia Generale a Postei si Difuzari-Presei, Palatul Administrativ C.F.R., Bukarest

Tschechoslowakische Sozialistische Republik: ARTIA-Außenhandelsunternehmen Ve směkách 30, Praha 2, dovoz tisku (obchodní skupina 13); Poštovní novinová službadovoz tlače, Leningradská ul. 14, Bratislava; Poštovní novinová služba – Praha 2, Vinohrady, Vinohradská 40 – dovez tisku

UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: Posta Központi Hirlapiroda, Budapest V, Jóseph Nader tér 1

Demokratische Republik Vietnam: XUNHASABA, Außenhandelsunternehmen, Hanoi/Vietnam, 32 Han Ba Trung

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, DDR 102 Berlin, Oranienburger Str. 13/14

Annahmebedingungen

Die Redaktion der Zeitschrift knüpft an die Annahme von Aufsätzen die Bedingung, daß sie das unbeschränkte geistige Eigentum des angegebenen Verfassers sind und noch an keiner anderen Stelle des In- und Auslandes ganz oder teilweise oder in ähnlicher Form erschienen sind oder bis zur Veröffentlichung erscheinen werden und daß die Verfasser die Arbeiten bis zum Ablauf des ersten, dem Erscheinen folgenden vollen Kalenderjahres an keiner anderen Stelle veröffentlichen, ohne hierzu vorher die Zustimmung der Redaktion der Zeitschrift eingeholt zu haben. Mit der Annahme und Veröffentlichung des Manuskriptes geht das ausschließliche Verlagsrecht für alle Sprachen und Länder auf den Verlag über. Es ist ferner ohne ausdrückliche Genehmigung der Redaktion nicht gestattet, fotografische Vervielfältigungen, Mikrofilme u. a. von Heften der Zeitschrift, einzelnen Beiträgen oder von Teilen daraus herzustellen. Ferner behält sich die Redaktion Änderungsvorschläge nach der Durcharbeitung der Aufsätze vor. Genehmigungspflichtige Beiträge müssen den Vermerk enthalten, daß beim Autor ein schriftliches Einverständnis des Betriebes bzw. des Instituts vorliegt.

Richtlinien für die Manuskriptgestaltung sind dem Heft 1 messen · steuern · regeln 1970 zu entnehmen bzw. werden von der Redaktion auf Anfrage zugesandt. Die Einhaltung dieser Gesichtspunkte garantiert eine sofortige Bearbeitung und verzögerungsfreie Veröffentlichung der Arbeit.

(Fortsetzung von Seite 82)

mieren, wird kaum in genügendem Maße über diese laut Einleitung vorausgesetzten Kenntnisse verfügen.

In Text, Abbildungen und Gleichungen hat sich leider eine ganze Reihe von Fehlern eingeschlichen. Auch erscheint der Preis dieser Broschüre im Verhältnis zu vergleichbaren Fachbüchern recht hoch. Trotz allem kann sie dem Benutzer manche Information und Anregung zu meßtechnischen Lösungswegen vermitteln.

B 329 *J. Scholz*

Einführung in die Regelungstechnik. uni-text/Studienbuch von *W. Leonhard*, Braunschweig und Frankfurt/M.: Friedrich Vieweg und Sohn GmbH und Akademische Verlagsgesellschaft 1969, 233 Seiten, 266 Bilder, 9,80 DM.

Das Buch ist als Grundlage einer eigenen Vorlesungsnachschrift gedacht. Es enthält den Stoff, der im Grundlagenfach Regelungstechnik für Studierende der Elektrotechnik im 5. Semester an der Technischen Hochschule Braunschweig verbindlich ist. Für das Verständnis werden solide Grundkenntnisse der stationären und nichtstationären Vorgänge in linearen Systemen vorausgesetzt, weshalb auch die für die Regelungstechnik grundlegenden Begriffe wie z. B. Sprungfunktion, Frequenzgang, Übertragungsfunktion u. a. nicht erklärt werden. Aus diesem Grunde ist das Buch für Anfänger ohne Vorkenntnisse nicht geeignet und war auch dafür nicht gedacht.

Die vorliegende Einführung bringt die Grundlagen der Regelungstheorie umfassend. Die große Stoffülle reicht von den einführenden Abschnitten über die Aufgabenstellung einer Regelung bis zu den vermaschten Kreisen mit Kaskaden- und Mehrfachregelungen. Alle 19 Kapitel sind klar und didaktisch sauber mit hinreichend mathematischer Exaktheit geschrieben. Die von Haus aus etwas trockene Theorie wurde durch eingefügte anwendungsorientierte Abschnitte und Hinweise aufgelockert. Die Beschreibung und Handhabung von ingenieurtechnischen Berechnungshilfsmitteln und die in einer Grundlagen vermittelnden Lehrveranstaltung notwendige Erörterung von Größenvorstellungen der technischen Wirklichkeit bleiben, wie der Verfasser im Vorwort schreibt, den die Vorlesung begleitenden Übungen und Praktika vorbehalten.

B 331 *W. Fritzsch*

Einführung in COBOL — Ein Leitfaden zum Selbststudium. Von *James A. Saxon*. München: Carl Hanser Verlag 1969. 189 Seiten, 28,— DM.

Der Verfasser stellt sich die Aufgabe, Anfängern auf dem Gebiet der Programmierung Grundlagen von COBOL nahezubringen. Das Ergebnis ist eine einfach gehaltene Einführung, in der die Grundregeln von COBOL vermittelt und durch Beispiele gefestigt werden. Umfangreiche Vorkenntnisse über die EDV-Technik oder die Programmierung von Rechenautomaten werden dabei nicht vorausgesetzt. Das vorliegende Buch konzentriert sich auf solche Programmteile, die für alle COBOL-Programme von Bedeutung, aber von einer speziellen Rechenanlage unabhängig sind.

In den ersten Abschnitten des Lehrgangs führt der Verfasser in die allgemeinen Grundlagen von COBOL ein. Die Gliederung des Programms sowie Funktionen und Formen seiner Bestandteile stehen hier im Mittelpunkt der Ausführungen.

Besondere Aufmerksamkeit wird sodann der PROCEDURE DIVISION und der DATA DIVISION (Dateierklärung, Datenerklärung) gewidmet. Den Abschluß bilden Ausführungen zur Behandlung von Eingabe- und Ausgabeoperationen in COBOL sowie eine Liste der in COBOL-65 reservierten COBOL-Worte.

Der Verfasser nennt sein Buch im Untertitel einen Leitfaden zum Selbststudium. Es muß ihm bestätigt werden, daß er durch die von ihm gewählte Methodik der Wissensvermittlung und -kontrolle (ständige Kontrolle des erreichten Wissenstandes durch eine Vielzahl von Aufgaben und Beispielen, getrennt davon Benennung der korrekten Antworten) ein wertvolles Instrument zur Einarbeitung in diese problemorientierte Programmiersprache geschaffen hat.

msr 327 *H. Gernert*

[33] *Schönfeld, R.:* 5.5.4.5
Der elektrische Antrieb als Element komplexer Datenverarbeitungssysteme. 3, 3, 0, 2. Elektrie **23** (1969) H. 12, S. 518/19.

5.6. Regelung und Steuerung in der verarbeitenden Industrie

[34] *Bartsch, H.-J.:* 5.6.2.1
Stand der in der DDR hergestellten numerischen Steuerungen. 0, 0, 1, 0. Elektrie **23** (1969) H. 10, S. 425–427.

[35] *Heinig, W.,* und *R. Nitzsche:* 5.6.2.2
Theoretische Untersuchungen zur Verbesserung des Steuer- und Regelvorganges bei Widerstandspunktschweißmaschinen. 14, 2, 1, 1. ZIS-Mitteilungen Halle **11** (1969) H. 11, S. 1890–1900.

[36] *Hesse, G.,* und *D. Rückert:*
Transistorisierter Schweißspannungsregler. 5, 2, 0, 2. ZIS-Mitteilungen Halle **11** (1969) H. 11, S. 1949–1954.

[37] *Hirschfeld, G.:*
Untersuchungen über den Zusammenhang von Schweiß- und Nahtparametern beim teilautomatischen SG(CO_2)-Schweißen. 8, 0, 2, 5. ZIS-Mitteilungen Halle **11** (1969) H. 11, S. 1869–1880.

[38] *Nitzsche, R.:*
Anforderungen an die Steuer- und Regelungstechnik für die Widerstandsschweißung zur Erzielung optimaler Ergebnisse. 18, 5, 0, 8. Schweißtechnik **19** (1969) H. 8, S. 327–342.

[39] *Bachmann, H.:* 5.6.2.9
Ein Gerätesystem für den halb- und vollautomatischen Betrieb von Stoß- und Schaltspannungsprüfanlagen. 7, 3, 0, 0. Elektrie **23** (1969) H. 10, S. 428–430.

[40] *Krumbiegel, H.,* und *W. Hauschild:* 5.6.4.1
Neue Spritzgießautomaten im Baukastensystem. 5, 4, 0, 2. Plaste und Kautschuk **16** (1969) H. 9, S. 684–688.

[41] *Simon, L.,* und *K.-H. Sarembe:* 5.6.4.2
Die Verzugssteuerung – ein wichtiger Bestandteil bei der Automatisierung der Baumwollspinnerei 3, 14, 0, 0. Deutsche Textiltechnik **19** (1969) H. 11, S. 681–687.

[42] *Schneider, W.,* und *Lange:* 5.6.4.4
Der Einsatz des Prozeßrechners PR 2000 im Chemiekombinat Bitterfeld für Probleme der Fertigungsregelung einer Rohrstraße. 0, 0, 0, 0. Rechentechnik/Datenverarbeitung **5** (1969) 3. Beiheft, S. 60–62.

[43] *Gailat, H.:* 5.6.5.3
Ein automatischer Sieb- und Filzlaufregler für die Papierindustrie (II). 0, 6, 0, 0. Zellstoff und Papier **18** (1969) H. 9, S. 276–280.

[44] *Büchner, G.:* 5.6.6
Die Labatron-Steuerschaltung (III). 0, 3, 0, 0. Papier und Druck (Typografie) **18** (1969) H. 10, S. 223–226.

[45] *Büchner, G.:*
Die Labatron-Steuerschaltung (IV). 0, 2, 0, 0. Papier und Druck (Typografie) **18** (1969) H. 11, S. 247–250.

[46] *Leder, H.:*
Mechanisierung und Automatisierung an polygrafischen Maschinen. 6, 2, 0, 8. Papier und Druck (Buchb. u. Papierverarb.) **18** (1969) H. 9, S. 136–142.

[47] *Lange, J.,* und *G. Onnasch:* 5.6.7.1
Automatische Chloridbestimmung in Gläsern. 11, 4, 2, 0. Silikattechnik **20** (1969) H. 9, S. 308–311.

5.7. Regelung und Steuerung im Verkehrs- und Transportwesen

[48] *Fischer, E.:* 5.7.2
Ein zweiadriger Relais-Streckenblock – RB II 67 – der Bauart WSSB. 12, 4, 1, 0. Deutsche Eisenbahntechnik **17** (1969) H. 9, S. 444–447.

[49] *Fischer, E.:*
Neue Signalanlagen der Bauart WSSB für die Berliner U-Bahn. 7, 4, 1, 0. Deutsche Eisenbahntechnik **17** (1969) H. 10, S. 510–514.

[50] *Kaczmarczyk, H.:*
Investitionsvorhaben Containerzentrum Magdeburg-Sudenburg. Deutsche Eisenbahntechnik **17** (1969) H. 9, S. 433.

[51] *Schmid, E., D. Hellmuth* und *G. Fenner:*
Die elektronische Fernsteueranlage der Strecke Rostock–Waren (Ein Beitrag zur Zentralisierung der Betriebsführung bei der DR), 9, 6, 0, 0. Deutsche Eisenbahntechnik **17** (1969) H. 11, S. 535–542.

6.2. Philosophische, ökonomische, soziale und politische Aspekte der Regelungstechnik

[52] *Kaiser, H.:* 6.2
Bedeutung der numerisch gesteuerten Werkzeugmaschine für die Volkswirtschaft. 5, 1, 2, 0. Fertigungstechnik und Betrieb **19** (1969) H. 11, S. 642–646.

[53] *Kressin, D.:*
Auswirkungen der Automatisierung auf die Qualifikation. 0, 0, 0, 0. Die Lebensmittelindustrie **16** (1969) H. 10, S. 363/64.

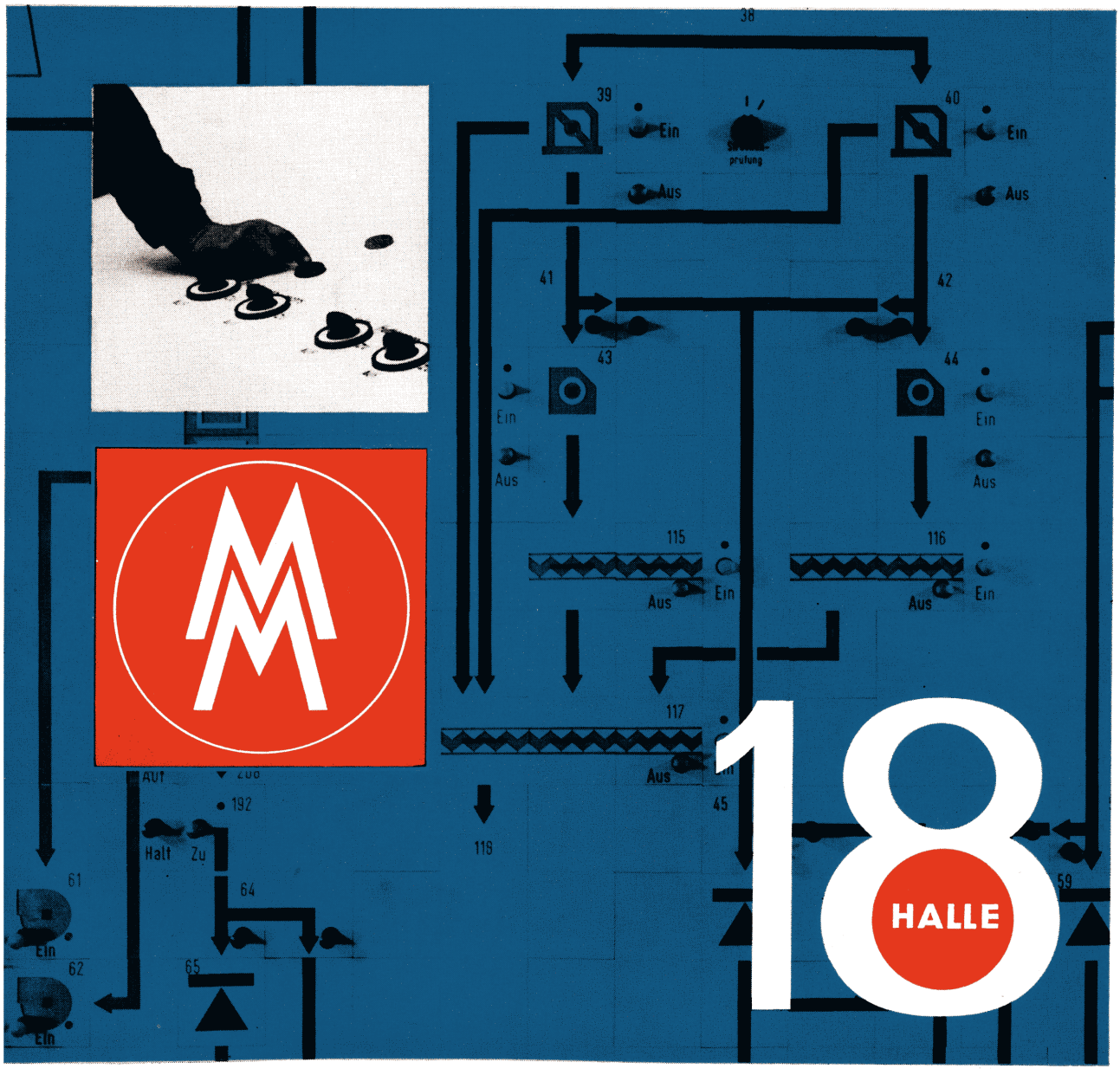
6.9. Wissenschaftliche und technische Gesellschaften, Verbände und Vereinigungen, die auf dem Gebiet der Regelungs- und Steuerungstechnik arbeiten

[54] *Jahn, P.:* 6.9.1
Einrichtungen zur zerstörungsfreien Werkstoffprüfung auf der Ausstellung AUTOMATISIERUNG 69. 0, 0, 0, 0. Neue Hütte **14** (1969) H. 10, S. 632/33.

VEB WERK FÜR SIGNAL- UND SICHERUNGSTECHNIK BERLIN
DDR 1193 Berlin, Elsenstraße 87—96, Telefon 278851

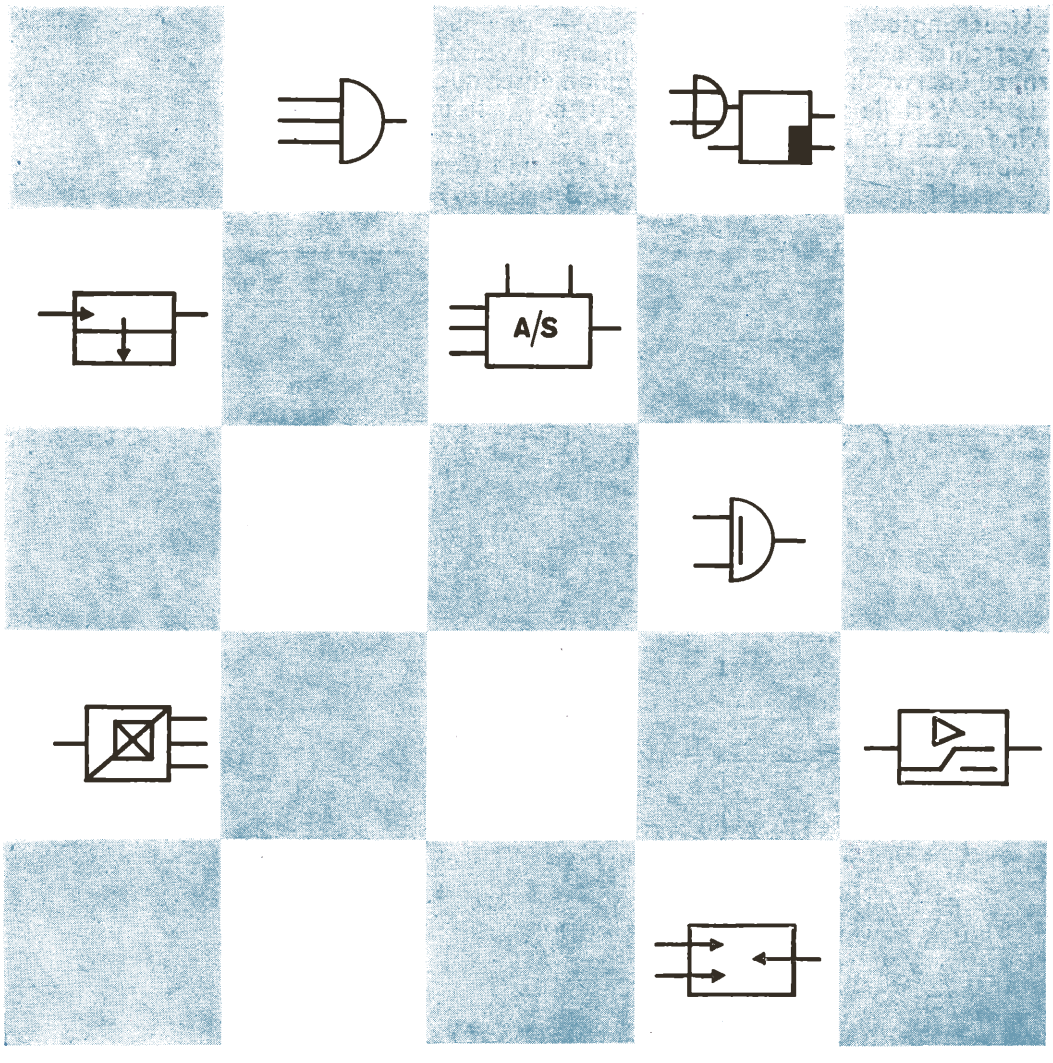
Neue Wege

bei der Automatisierung von Anlagen für die Industrie-Steuerungstechnik weisen wir Ihnen bei Ihrem Leipziger Messebesuch im Komplex „Elektroanlagen der DDR" in Halle 18 des Technischen Messegeländes. Industrie-Steuerungsanlagen — Bauart **WSSB** — ermöglichen es, Objekte der verschiedensten Technologien in ihrem Betriebsablauf zentral zu steuern, zu überwachen und Vorgänge automatisch auszuwerten. — Nutzen Sie die Vorteile unserer Bauart und nennen Sie uns Ihre Probleme. Wir freuen uns auf Ihren Besuch und ein interessantes Fachgespräch über weitere Vorteile unserer Anlagen und Geräte.
Unsere Messetelefonrufnummern lauten: 61698 und 82094.



ursamat

**Das universelle System
für die optimale technische und wirtschaftliche
Lösung von Einzel- und Komplexaufgaben
bei Automatisierungsvorhaben**



Institut für Regelungstechnik Berlin, 1055 Berlin, Storkower Straße 101, Fernruf: 530030

32525